

NUMÉRO 560 JUILLET 1994

CONVERTISSEUR 12V -> 350V DC

INTERFACE I2C POUR PORT PARALLELE

SCANNER 0-900 MHZ

CONCEPTION ET REALISATION D'UN BALLAST ELECTRONIQUE

MILLIOHMMETRE DE PRECISION

LES ADC 10/12 PICOTECHNOLOGY

T 2438 - 560 - 24,00 F

Sommaire

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F
Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS
Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 44.84.84.55.
Création maquette :
Rachid MARAI
Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.
Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85
C.C.P. PARIS 37 93 60
Directeur commercial : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Tél. : 44.84.85.16
Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 2,80 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

Ce numéro a été tiré à 37 000 exemplaires
Dépôt légal juillet 94 - éditeur 1749
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse
Mise en page : J.-L. C.
Photogravure : CJC 75011 PARIS
Photo de couverture : E. Malemanche.





BVP



Numéro 560 - Juillet 1994

ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

REALISATION

MESURE ET INSTRUMENTATION

CIRCUITS D'APPLICATION

C.D.A.O.

COMMUNICATIONS

IDÉES ET MÉTHODES

INFOS

Ont participé à ce numéro : J. Alary, C. Basso, C. Broussas, P. de Carvalho, F. de Dieuleveult, C. Djabian, J. Garbay, P. Gueulle, P. Oguic, R. Schnebelen, J.-L. Vern.
Ce numéro comporte un publi dossier sur les outils de développement pour microcontrôleurs folioté 14 à 21 (voir répertoire des annonceurs).

CONVERSIONS BINAIRE-BCD ET BCD-BINAIRE

```
        USING   0
        EXTRN   CODE            (_mul16)
; multiplie la valeur binaire R6:R7 par dix. Le resultat est dans R4:R5:R6:R7
binx10:
        MOV     R4,#0
        MOV     R5,#10
        JMP     _mul16          ; R4:R5:R6:R7 = R4:R5 X R6:R7

; additionne la valeur A a R5:R6:R7
addbin: ADD     A,R7
        MOV     R7,A
        MOV     A,R6
        ADDC    A,#0
        MOV     R6,A
        MOV     A,R5
        ADDC    A,#0
        MOV     R5,A
        RET

; Prend le caractere suivant. La valeur binaire du caractere est renvoyee
; dans A. C = 0 si le caractere n'est pas valide, C = 1 si le caractere est
; compris entre '0' et '9'
getc:   MOV     A,@R0           ; prend le caractere dans le tableau
        INC     R0              ; pointe sur le caractere suivant
        ADD     A,#-'0'         ; convertion en binaire du caractere ASCII
        JNC     getc0           ; inferieur a '0'
        CJNE    A,#10,getc0     ; teste si > a 10
getc0:  RET

; Convertion bcd binaire
; Convertion du tableau pointe par R7 en une valeur binaire R4:R5:R6:R7
; La valeur maximum a convertir est 655359. Elle correspond a la valeur
; binaire 9FFFFh. La convertion s'effectue au fur et a mesure de la gauche
; vers la droite. On peut donc modifier la routine simplement (en changeant
; la routine getc) pour saisir et convertir directement des caracteres
; frappes au clavier sans utiliser de tableau de stockage de caractere.
_bcd2bin:
        MOV     A,R7
        MOV     R0,A            ; R0 pointe le tableau d'ASCII a convertir
        CLR     A               ; met a 0 le resultat binaire
        MOV     R4,A
        MOV     R5,A
        MOV     R6,A
        MOV     R7,A
        MOV     R2,#6           ; compteur
bcd2b0: CALL    getc            ; prend le nouveau digit
        JNC     bcd2bi1         ; non valide, sort
        PUSH    ACC             ; entre 0 et 9, sauve
        PUSH    AR0             ; sauve aussi le pointeur
        CALL    binx10          ; multiplie la valeur binaire par dix
        POP     AR0             ; restaure le pointeur
        POP     ACC             ; restaure le digit
        CALL    addbin          ; additionne a la valeur deja calculee
        DJNZ    R2,bcd2b0       ; jusqu'au dernier digit
bcd2bi1:
        RET
```

■ *Listing 1*

Les mois précédents, nous avons détaillé les opérations élémentaires que l'on est amené à utiliser lorsque l'on réalise des applications à microprocesseur. Nous avons ainsi développé les algorithmes pour la multiplication, la division, le sinus/cosinus et arc tangente. Une fois les calculs faits, on doit généralement les visualiser où les imprimer. Les calculs ayant été effectués en binaire, on doit convertir ces nombres binaires, généralement sous une forme décimale.

De même, avant d'effectuer les calculs, il est souvent nécessaire de saisir les nombres que l'on va utiliser, et là encore, que ce soit depuis un clavier, un fichier, ou une interface série, ces nombres sont généralement sous forme décimale. Les deux sous-programmes que nous avons dévelop-



pés, bin2bcd et bcd2bin permettent d'effectuer respectivement les conversions binaire → décimal et décimal → binaire.
Ces fonctions sont souvent réalisées en effectuant des divisions successives. Ainsi l'algorithme classique pour convertir un nombre binaire en une valeur décimale consiste à soustraire successivement les puissances de dix décroissantes de la valeur binaire jusqu'à ce que l'on soit arrivé à la valeur zéro. Par exemple pour convertir la valeur binaire 234 :
234 - 1000, 1000 > 234 essai la puissance inférieure
234 - 100 = 134
134 - 100 = 34
34 - 100, 100 > 34 essai la puissance inférieure
34 - 10 = 24
24 - 10 = 14
14 - 10 = 4
4 - 10, 10 > 4, c'est la dernière puissance, arrêt
résultat : 2 fois 100 + 3 fois 10 plus 4.
La méthode que nous utilisons diffère de la méthode ci-dessus et utilise les possibilités de calcul décimal du microprocesseur.
Le sous-programme dblbcd calcul le double d'une valeur décimale R4 : R5 : R6 : R7. Le sous programme incbcd incrémente la valeur décimale R4 : R5 : R6 : R7.
Le calcul s'effectue en testant les bits de la valeur binaire de la gauche vers la droite. L'algorithme peut être résumé par :

Répète
double la valeur décimale
teste le prochain bit
si bit = 1, incrémente la valeur décimale
Jusqu'au dernier bit

Le **listing 2** montre la routine _bin2bcd qui convertit la valeur binaire R5 : R6 : R7 en une valeur décimale R4 : R5 : R6 : R7.
Chaque nombre décimal est codé sur 4 bits. La valeur maximale est de 16777215 correspondant à la valeur binaire 0FFFFFFh.
La conversion décimal-binaire est réalisée avec le **listing 1**.
La fonction _bcd2bin utilise exactement le même algorithme. La routine dblbcd du précédent listing est remplacée par bin x 10 qui multiplie par dix la valeur binaire au lieu de doubler la valeur décimale, de même, la routine incbcd est ici remplacée par addbin qui ajoute à la valeur binaire le dernier digit introduit.
Le principal avantage de cette méthode est qu'elle permet d'effectuer des conversions «à la volée» sans nécessiter de stocker les digits à convertir dans un tableau temporaire.
Le code de ces deux fonctions, ainsi que le code de la multiplication 16 X 16 utilisée par la fonction bcdbin sont disponibles sur le serveur ERP (36.15 ERP) ou comme à l'accoutumée sur disquette aux frais de l'expéditeur.

J-L VERN.

```
        USING   0
; incrémente la valeur bcd de 1
_incbcd:
        MOV     A,R7
        ADD     A,#1        ; additionne la retenue précédante
        DA      A           ; ajustement décimal sur le digit suivant
        MOV     R7,A
        MOV     A,R6
        ADDC    A,#0
        DA      A
        MOV     R6,A
        MOV     A,R5
        ADDC    A,#0
        DA      A
        MOV     R5,A
        MOV     A,R4
        ADDC    A,#0
        DA      A
        MOV     R4,A
        RET

; double la valeur bcd R4:R5:R6:R7
_dblbcd:
        MOV     A,R7
        ADDC    A,R7        ; multiplie par deux
        DA      A           ; ajustement décimal sur le digit suivant
        MOV     R7,A
        MOV     A,R6
        ADDC    A,R6
        DA      A
        MOV     R6,A
        MOV     A,R5
        ADDC    A,R5
        DA      A
        MOV     R5,A
        MOV     A,R4
        ADDC    A,R4
        DA      A
        MOV     R4,A
        RET

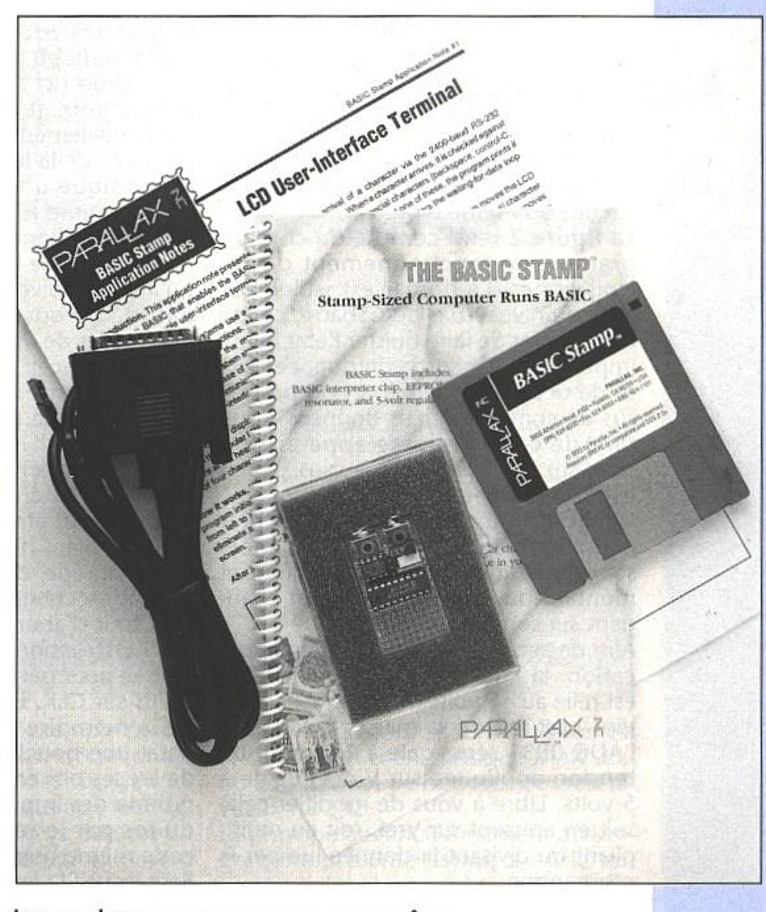
; decale R5:R6:R7 et envoie le dernier bit dans la retenue
lsl5_7: MOV     A,R3
        RLC     A
        MOV     R3,A
        MOV     A,R2
        RLC     A
        MOV     R2,A
        MOV     A,R1
        RLC     A
        MOV     R1,A
        RET

; convertion binaire bcd
; convertion de R5:R6:R7 en R4:R5:R6:R7. La valeur maximale est 16777216
; Les bits de la valeur binaire à convertir sont testés de la gauche vers la
; droite. Avant de tester le bit suivant de la valeur binaire à convertir, la
; valeur bcd est multipliée par deux. Si le bit testé vaut 1, 1 est ajouté à la
; valeur bcd, 0 sinon. Quant tous les bits ont été testés, la valeur bcd est
; correcte.
_bin2bcd:
        MOV     A,R7        ; R1:R2:R3 = R5:R6:R7
        MOV     R3,A
        MOV     A,R6
        MOV     R2,A
        MOV     A,R5
        MOV     R1,A
        CLR     A           ; R4:R5:R6:R7 = 0
        MOV     R4,A        ; met a 0 la valeur BCD
        MOV     R5,A
        MOV     R6,A
        MOV     R7,A
        MOV     R0,#24      ; compteur
bin2b0: CALL    _dblbcd     ; multiplie la valeur bcd par deux
        CALL    lsl5_7      ; decale R5:R6:R7 et met le dernier bit dans C
        JNC     bin2b1      ; si retenue ...
        CALL    _incbcd     ; incremente la valeur bcd
bin2b1: DJNZ    R0,bin2b0
        RET
```

Listing 2

APPLICATIONS DU «STAMP»

Si vous êtes un fidèle lecteur d'ERP vous connaissez certainement le «stamp» ou timbre poste que nous vous avons présenté dans notre précédent numéro. Si ce n'est pas le cas, et en attendant de vous procurer ce numéro en vous adressant à la rédaction, sachez donc qu'il s'agit d'un microcontrôleur PIC 16C56 de Microchip préprogrammé avec un interpréteur Basic. Compte tenu de la faible capacité de la mémoire de programme du PIC 16C56 mais aussi de la petite taille de la RAM associée sur la carte du «stamp» pour le stockage des programmes, vous êtes nombreux à vous demander ce que l'on peut réellement faire d'intéressant avec un tel produit. C'est pour répondre à cette attente que nous vous proposons de découvrir aujourd'hui trois applications réalistes qui, même si elles ne constituent pas un tout, peuvent servir de base de départ pour vos propres besoins.



Conversion analogique/digitale

Ce premier exemple se propose d'acquérir une donnée analogique, de la convertir en numérique sur 8 bits et de l'envoyer à un appareil quelconque chargé de l'exploiter, muni d'une liaison série RS 232 normalisée.
Compte tenu du faible nombre de lignes d'entrées/sorties disponibles sur le PIC 16C56 et donc sur le «stamp», il est conseillé de faire appel à un convertisseur analogique/digital à interface série si l'on ne veut pas le saturer. Fort heureusement, de tels produits existent chez quasiment tous les fabricants et, même si le type de liaison série peut varier (Microwire, I2C, liaison spécifique), l'interfaçage avec le «stamp» est quasiment immédiat en s'inspirant plus ou moins directement de l'exemple proposé maintenant.

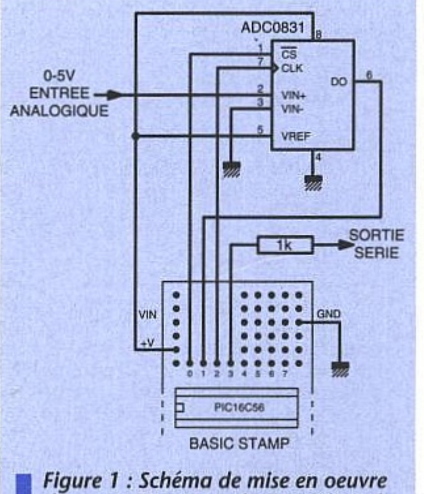


Figure 1 : Schéma de mise en oeuvre du convertisseur analogique/digital

La **figure 1** vous présente le schéma retenu dans le cadre de cette application. Il y est fait appel à un ADC 0831 de National Semiconducteur qui est un convertisseur 8 bits à approximations successives, muni d'une interface série de type Microwire.
Cette interface utilise trois lignes de dialogue :
- Une ligne appelée CLK pour CLocK ou horloge qui rythme l'envoi des données.
- Une ligne appelée DO pour Data Out qui sert à l'envoi des données sous forme série.
- Une ligne appelée CSbarre pour Chip Select qui permet la validation du boîtier et autorise ainsi la connexion en



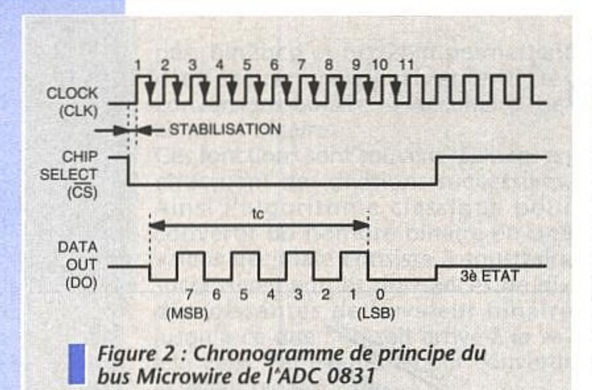


Figure 2 : Chronogramme de principe du bus Microwire de l'ADC 0831

bus des lignes CLK et DO de plusieurs circuits du même type.
La **figure 2** rend compte du chronogramme de fonctionnement de ces trois lignes. Le boîtier est validé par mise au niveau bas de CSbarre, ce qui a pour effet de faire quitter l'état haute impédance à la sortie de données DO et de déclencher le départ du processus de conversion. Les données résultant de cette dernière apparaissent alors sur DO avec le bit le plus significatif en premier.
Comme le montre clairement le chronogramme de la figure 2, les données sont stables de part et d'autre du front montant du signal d'horloge et changent sur son front descendant.
Afin de simplifier cet exemple d'application, la ligne Vref du convertisseur est relié au +5 volts et, comme l'entrée Vin(-) est reliée à la masse, la sortie de l'ADC 0831 sera égale à 255 pour un tension appliquée sur Vin(+) égale à 5 volts. Libre à vous de modifier cela, soit en agissant sur Vref, soit en multipliant ou divisant la donnée lue par le programme.
Le principe de ce dernier, présenté sur le **listing 1** joint, est le suivant. Il lit les données provenant de l'ADC 0831 toutes les 2 secondes et envoie celles-ci sur une liaison série asynchrone à 2400 bits par seconde à destination de l'équipement de votre choix. Cette liaison peut être considérée comme du RS 232 si l'interface de l'équipement connecté au «stamp» est tolérante. Dans le cas contraire, l'ajout d'un circuit d'interface tel qu'un MAX 232 ou MAX 233 permet de bénéficier de vrais niveaux RS 232.
Les premières lignes du programme définissent les adresses mémoire utilisées par les variables. Les appellations pinX sont des étiquettes normalisées, reconnues par le Basic du «stamp», qui correspondent bien évidemment aux pattes d'entrées/sorties disponibles.
B0 et B2 quant à elles sont aussi 2 étiquettes correspondant à deux emplacements de RAM, utilisés ici sous forme de mots de 8 bits (à cause du B).
Le sous-programme «setup» initialise le circuit en envoyant un niveau haut sur toutes les sorties ce qui invalide l'ADC 0831 par mise au niveau haut de sa ligne CSbarre. La ligne suivante quant à elle définit le sens de travail des lignes d'entrées/sorties, c'est à dire en fait qu'elle se contente de placer la ligne 1 en entrée puisque c'est celle qui correspond à la sortie de données DO du convertisseur.
Le sous-programme «loop» est une boucle qui se charge de lire la donnée convertie par appel du sous-programme «conv» que nous verrons dans un instant. Cette donnée est ensuite envoyée sous forme série sur la sortie 3 à 2400 bits par seconde, suivie d'un retour chariot et d'un saut ligne (à cause des codes 13 et 10 inclus dans l'instruction SEROUT). Appréciez au passage la puissance de cette seule et unique instruction qui fait sortir le contenu de b0 puis les deux codes de votre choix (ici 13 et 10) sur la ligne de votre choix et à la vitesse de votre choix également. Notez également la présence de la lettre N devant le 2400 qui indique une sortie inversée. En effet, comme le «stamp» pilote directement une ligne RS 232 si l'on exploite le schéma de la figure 1, les données qu'il émet doivent être en logique négative. Si vous utilisez un MAX 232 pour créer de vrais niveaux RS 232, il faut remplacer ce N par T pour faire émettre les données sans inversion; cette dernière étant réalisée dans le MAX 232.
Le sous-programme «conv» quant à lui est le plus intéressant de ce listing. Il peut en effet être transposé pour piloter quasiment n'importe quel circuit à interface série, du même type ou d'un type approchant. L'horloge et CSbarre sont tout d'abord mises au niveau bas par l'instruction low puis pulsout est utilisée pour générer une impulsion de 10 µs sur CLK. Ensuite, après mise à 0 de la mémoire de données baptisée data, une boucle for - next se charge de lire les bits émis par l'ADC 0831 au rythme des impulsions d'horloge produites par le pulsout contenu dans cette même boucle.
Remarquez la façon astucieuse de réaliser le décalage à gauche de la donnée au fur et à mesure de la réception de nouveaux bits, par simple multiplication par 2. En binaire, une telle opération équivaut en effet à un décalage à gauche.
Aussi surprenant que cela puisse paraître, il ne faut pas plus d'instructions pour réaliser ce programme d'application. Les trois quarts de la mémoire de programme du «stamp» restent donc disponibles pour vos besoins. Avouez que c'est une belle performance !

	PAS 1	PAS 2	PAS 3	PAS 4
BOBINE1	+V	+V	0	0
BOBINE2	0	0	+V	+V
BOBINE3	+V	0	0	+V
BOBINE4	0	+V	+V	0

Figure 3 : Séquences de commande d'un moteur pas à pas unipolaire

Commande de moteurs pas à pas

En raison de la très grande facilité avec laquelle on peut connaître ou prédire leur position, les moteurs pas à pas sont de plus en plus utilisés lorsqu'un couple mécanique pas trop important est nécessaire puisque c'est encore, hélas, leur seul point faible. On les rencontre donc dans les imprimantes pour faire avancer le papier, dans les lecteurs de disquettes pour faire déplacer le chariot porte-tête et plus généralement dans toute application où un positionnement précis et connu doit être nécessaire.
Rappelons en effet que, contrairement aux moteurs classiques qui tournent librement dès qu'ils sont alimentés, les moteurs pas à pas doivent recevoir un séquencement d'impulsions particulier

```
' PROGRAM: AD_CONV.BAS

' Taken from Parallax Stamp Application Note: Interfacing an A/D Converter

' July 15, 1993

' BASIC Stamp program that uses the National ADC0831 to acquire
' analog data and output it via RS-232.

Symbol CS       =    0
Symbol AD       =    pin1
Symbol CLK      =    2
Symbol S_out    =    3
Symbol data     =    b0
Symbol i        =    b2

setup:  let pins = 255                       'Pins high (deselect ADC).
        let dirs = %11111101                 'S_out, CLK, CS outputs; AD input.

loop:   gosub conv                           'Get the data.
        serout S_out,N2400,(#b0,13,10) 'Send data, CR, LF.
        pause 2000                           'Wait 2 seconds
        goto loop                    'Do it forever.

conv:   low CLK                              'Put clock line in starting state.
        low CS                               'Select ADC.
        pulsout CLK, 1                       '10 us clock pulse.
        let data = 0                         'Clear data.
        for i = 1 to 8                       'Eight data bits.
        let data = data * 2          'Perform shift left.
        pulsout CLK, 1                       '10 us clock pulse.
        let data = data + AD 'Put bit in LSB of data.
        next                                 'Do it again.
        high CS                              'Deselect ADC when done.
        return
```

Listing 1 : Programme de pilotage du convertisseur analogique/digital

sur leurs divers bobinages pour tourner. De plus, cette rotation n'est pas continue mais se fait par incréments ou pas dont la taille angulaire varie avec le type de moteur. Typiquement, elle peut aller de 7,5° à 1,8°.

Tant que les limites de vitesse et de couple du moteur ne sont pas dépassées, la précision de positionnement est garantie et il suffit donc de savoir combien l'on a envoyé d'impulsions au moteur pour savoir exactement de combien de degrés il a tourné.

Les moteurs pas à pas les plus répandus et surtout les plus simples à commander sont les modèles unipolaires à quatre bobines ; l'appellation unipolaire étant liée au fait qu'il suffit d'alimenter ou non les bobines alors que dans un moteur bipolaire il faut inverser la tension à leurs bornes ce qui est tout de même plus difficile à réaliser.

Pour faire tourner un tel moteur, il suffit de lui envoyer la séquence présentée **figure 3**. Si cette séquence est déroulée dans le sens 1 vers 4, le moteur tourne dans un sens, si elle est déroulée dans le sens 4 vers 1, il tourne en sens inverse.

Comme la génération de tels signaux, sans être complexe, nécessite tout de même quelques boîtiers en logique classique, des circuits intégrés spécialisés ont été mis sur le marché afin de simplifier l'interfaçage de tels moteurs. Le plus célèbre d'entre-eux, malgré son grand âge, a certainement été le SAA 1027 dont le principe d'utilisation est rappelé **figure 4**. Il présentait pour l'utilisateur l'énorme avantage de n'avoir plus à gérer que deux lignes logiques : une ligne R précisant le sens de rotation désiré et une ligne S ou Step sur laquelle chaque impulsion logique envoyée faisait tourner le moteur d'un pas dans le sens défini par R.

Nous vous proposons maintenant de faire la même chose avec le «stamp» mais en disposant de surcroît d'une interface série asynchrone pour recevoir les ordres de rotation depuis n'importe quel équipement informatique ou assimilé.

Le schéma d'application utilisé vous est présenté **figure 5**. Hormis le «stamp» lui-même, un circuit d'interface de puissance est utilisé pour piloter les bobinages du moteur, alimentés en 12 volts dans cet exemple. Bien que la logique aurait voulu que l'on fasse appel à quatre lignes de sortie du «stamp» pour commander les quatre bobinages du moteur, deux sorties seulement sont utilisées afin de laisser libre un maximum de lignes pour d'autres applications. En effet, si vous examinez attentivement la figure 3 vous remarquerez que la tension appliquée aux bobinages 1 et 4 est toujours l'inverse de celle appliquée à 2 et 3. Il suffit donc d'inverser, électriquement, les signaux appliqués à 1 et 4 pour piloter 2 et 3 ce que l'on peut faire sans difficulté avec l'ULN 2003 puisque ce dernier contient 7 inverseurs de puissance à collecteurs ouverts.

Seules les lignes 0 et 1 du «stamp» sont donc utilisées pour la commande du moteur tandis que 6 et 7 servent respectivement de sortie et d'entrée série asynchrone à 2400 bits par seconde. Comme pour l'exemple précédent, il est possible de connecter directement sur ces lignes des signaux RS 232. En entrée sur le «stamp» le fonctionnement sera toujours assuré. En sortie par contre, le fonctionnement pourra ne pas être assuré avec des interface RS 232 «tâtillonnes». Si tel est le cas, l'ajout d'un classique MAX 232 ou 233 permet de disposer de vrais niveaux RS 232.

Le principe de fonctionnement du programme présenté **listing 2** est le suivant. A la mise sous tension, le

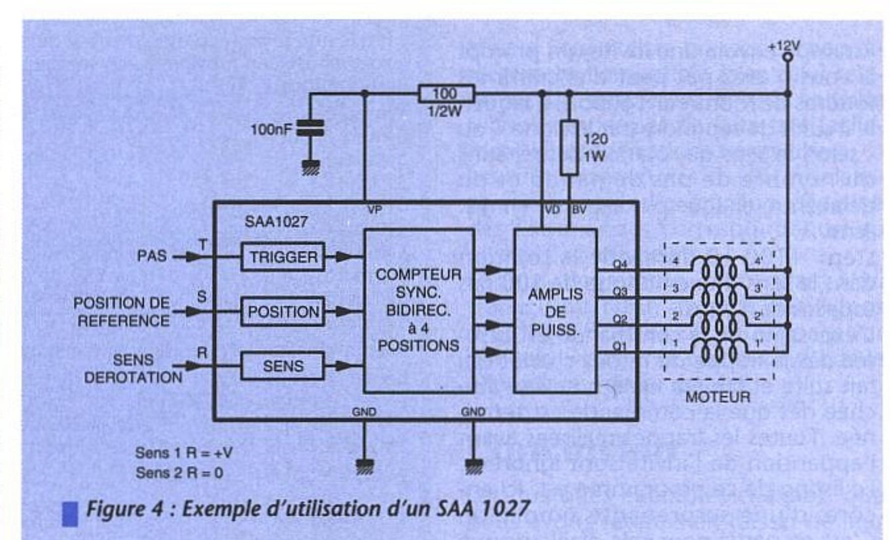


Figure 4 : Exemple d'utilisation d'un SAA 1027

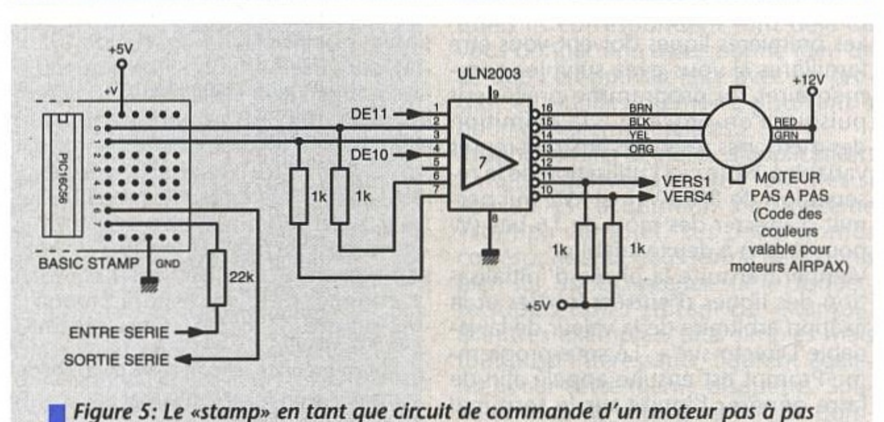


Figure 5: Le «stamp» en tant que circuit de commande d'un moteur pas à pas

```
' Program STEP.BAS
' The Stamp accepts simply formatted commands and drives a four-coil
' stepper. Commands are formatted as follows: +500 20<return> means
' rotate forward 500 steps with 20 milliseconds between steps. To
' run the stepper backward, substitute - for +.

Symbol Directn = b0
Symbol Steps = w1
Symbol i = w2
Symbol Delay = b6
Symbol Dir_cmd = b7

        dirs = %01000011 : pins = %00000001     ' Initialize output.
        b1 = %00000001 : Directn = "+"
        goto Prompt                             ' Display prompt.

' Accept a command string consisting of direction (+/-), a 16-bit number
' of steps, and an 8-bit delay (milliseconds) between steps. If longer
' step delays are required, just command 1 step at a time with long
' delays between commands.

Cmd:    serin 7,N2400,Dir_cmd,#Steps,#Delay     ' Get orders from terminal.
        if Dir_cmd = Directn then Stepit ' Same direction? Begin.
        b1 = b1^%00000011                       ' Else reverse.

Stepit: for i = 1 to Steps      ' Number of steps.
        pins = pins^b1                  ' XOR output with b1, then invert b1 to
        b1 = b1^%00000011 ' calculate the stepping sequence.
        pause Delay                     ' Wait commanded delay between steps.
        next
        Directn = Dir_cmd       ' Direction = new direction.

Prompt: serout 6,N2400,(10,13,"step> ")         ' Show prompt, send return
        goto Cmd                                ' and linefeed to terminal.
```

Listing 2 : Programme de commande d'un moteur pas à pas



«stamp» envoie une invite (un prompt si vous n'avez pas peur d'encourir les foudres de Monsieur Toubon) à laquelle il suffit de répondre par le signe + ou - selon le sens de rotation désiré, suivi du nombre de pas demandé et du délai entre chaque pas exprimé en ms. Ainsi :
step> +100 10 demande la rotation dans le sens d'une horloge de 100 pas espacés de 10 ms.
L'exécution de la commande est assurée dès la frappe du retour chariot qui fait suite et l'invite est à nouveau affichée dès que la commande est terminée. Toutes les frappes réalisées avant l'apparition de l'invite sont ignorées.
Le listing de ce programme est, ici encore, d'une surprenante simplicité. C'est en partie pour cela d'ailleurs que nous l'avons choisi.
Les premières lignes doivent vous être familières si vous avez suivi les commentaires du programme précédent puisque l'on procède à la définition des mémoires réservées aux différentes variables. Notez ici l'utilisation de la réservation de RAM W1 et W2 qui permet d'affecter des mots de 16 bits (W pour Word) à deux variables.
Viennent ensuite la phase d'initialisation des lignes d'entrées/sorties et la fixation arbitraire de la valeur de la variable Directn sur +. Le sous-programme Prompt est ensuite appelé afin de faire générer l'invite sur le terminal connecté au montage. Remarquez une fois encore la puissance de l'instruction de sortie série SEROUT qui, en une seule ligne de programme, réalise cette sortie (saut ligne de code 10, retour chariot de code 13 et invite «step>»). Notez aussi que, comme pour le programme précédent, il est nécessaire de remplacer le N qui suit 2400 dans cette instruction par un T si vous décidez d'utiliser un MAX 232 ou 233 comme circuit d'interface RS 232.
Le sous-programme «Cmd» se charge alors de la réception de vos ordres et affecte aux variables Dir_cmd, Steps et Delay les données que vous avez envoyées par la liaison série. Ici encore Serin se charge de tout cela en une seule ligne.
L'inversion de Directn est réalisée si nécessaire et le sous-programme de génération des pas est appelé. C'est une banale boucle for - next, dont la limite supérieure est bien évidemment le nombre de pas à réaliser, qui se charge de générer la moitié de la table de la figure 3 au moyen d'un OU exclusif logique et d'une inversion.
Comme pour l'application précédente, ce programme laisse environ les trois quarts de la mémoire de programme du «stamp» libre pour les besoins complémentaires de votre application.

Interface clavier et afficheur à cristaux liquides

De très nombreuses applications à base de microcontrôleurs imposent de faire appel à un clavier, parfois très réduit, et à un afficheur lorsqu'un dialogue avec un utilisateur humain est




```
' PROGRAM: TERMINAL.BAS
' Taken from Parallax Stamp Application Note: LCD User-Interface Terminal
' July 15, 1993
' The Stamp serves as a user-interface terminal. It accepts text via RS-232
' from a host, and provides a way for the user to respond to queries via four
' pushbuttons.
Symbol S_in    =  7      'Serial data input pin
Symbol S_out   =  6      'Serial data output pin
Symbol E       =  5      'Enable pin, 1 = enabled
Symbol RS      =  4      'Register select pin, 0 = instruction
Symbol keys    =  b0     'Variable holding # of key pressed.
Symbol char    =  b3     'Character sent to LCD.
Symbol Sw_0    =  pin0   'User input switches
Symbol Sw_1    =  pin1   'multiplexed w/LCD data lines.
Symbol Sw_2    =  pin2
Symbol Sw_3    =  pin3
' Set up the Stampl=s I/O lines and initialize the LCD.
begin:  let pins = 0              'Clear the output lines
        let dirs = %01111111      'One input, 7 outputs.
        pause 200          'Wait 200 ms for LCD to reset.
' Initialize the LCD in accordance with Hitachil=s instructions for 4-bit interface.
i_LCD:  let pins = %00000011      'Set to 8-bit operation.
        pulsout E,1               'Send data three times
        pause 10           'to initialize LCD.
        pulsout E,1
        pause 10
        pulsout E,1
        pause 10
        let pins = %00000010      'Set to 4-bit operation.
        pulsout E,1               'Send above data three times.
        pulsout E,1
        pulsout E,1
        let char = 14             'Set up LCD in accordance with
        gosub wr_LCD              'Hitachi instruction manual.
        let char = 6              'Turn on cursor and enable
        gosub wr_LCD              'left-to-right printing.
        let char = 1              'Clear the display.
        gosub wr_LCD
        high    RS                'Prepare to send characters.
' Main program loop: receive data, check for backspace, and display data on LCD
main:   serin S_in,N2400,char     'Main terminal loop.
        goto bksp
out:    gosub wr_LCD
        goto main
' Write the ASCII character in b3 to LCD.
wr_LCD:          let pins = pins & %00010000
        let b2 = char/16   'Put high nibble of b3 into b2.
        let pins = pins | b2 'OR the contents of b2 into pins.
        pulsout E,1               'Blip enable pin.
        let b2 = char & %00001111 'Put low nibble of b3 into b2.
        let pins = pins & %00010000 'Clear 4-bit data bus.
        let pins = pins | b2      'OR the contents of b2 into pins.
        pulsout E,1               'Blip enable.
        return
' Backspace, rub out character by printing a blank.
bksp:   if char > 13 then out 'Not a bksp or cr? Output character.
        if char = 3 then clear 'Ctl-C clears LCD screen.
        if char = 13 then cret 'Carriage return.
        if char <> 8 then main    'Reject other non-printables.
        gosub back
        let char = 32             'Send a blank to display
        gosub wr_LCD
        gosub back                'Back up to counter LCDl=s auto-increment.
        goto main          'Get ready for another transmission.
back:   low RS                    'Change to instruction register.
        let char = 16             'Move cursor left.
        gosub wr_LCD              'Write instruction to LCD.
        high RS                   'Put RS back in character mode.
        return
clear:  low RS                    'Change to instruction register.
        let b3 = 1         'Clear the display.
        gosub wr_LCD              'Write instruction to LCD.
        high RS                   'Put RS back in character mode.
        goto main
' If a carriage return is received, wait for switch input from the user. The
' host program (on the other computer) should cooperate by waiting for a reply
' before sending more data.
cret:   let dirs = %01110000      'Change LCD data lines to input.
loop:   let keys = 0
        if Sw_0 = 1 then xmit     'Add one for each skipped key.
        let keys = keys + 1
        if Sw_1 = 1 then xmit
        let keys = keys + 1
        if Sw_2 = 1 then xmit
        let keys = keys + 1
        if Sw_3 = 1 then xmit
        goto loop
xmit:   serout S_out,N2400,(#keys,10,13)
        let dirs = %01111111      'Restore I/O pins to original state.
        goto main
```

Listing 3 : Programme de simulation de terminal : commande d'un afficheur LCD et gestion de clavier

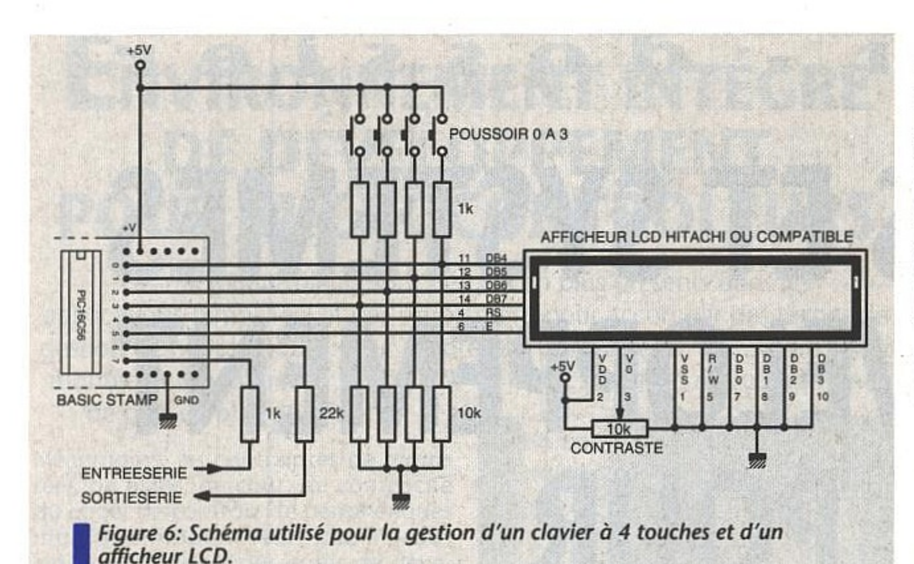


Figure 6: Schéma utilisé pour la gestion d'un clavier à 4 touches et d'un afficheur LCD.

nécessaire. Les afficheurs à cristaux liquides d'une ou plusieurs lignes de 4 à 40 caractères étant devenus des réalités quotidiennes, nous vous proposons à titre de dernier exemple un programme de gestion d'un tel afficheur avec exploitation simultanée d'un clavier à quatre touches. Vous disposerez ainsi des briques nécessaire à la construction de toute application dialoguant avec un opérateur tel qu'un programmateur de chauffage par exemple.

La schéma utilisé est présentée **figure 6**. Il fait appel à un afficheur à cristaux liquides équipé d'un contrôleur Hitachi de la série 44780. De très nombreux afficheurs de ce type sont dans ce cas ou peuvent être adaptés à ce schéma et au programme associé avec des modifications mineures, au niveau des commandes d'initialisation et des caractères de contrôle en particulier.

Quatre touches sont prévues pour vous permettre de répondre aux sollicitations ou questions posées par le système auquel est relié le montage. En effet, une liaison série asynchrone bidirectionnelle permet de relier ce montage à un équipement informatique quelconque. Il fonctionne donc ici en micro terminal : les messages envoyés par l'équipement externe sont visibles sur l'afficheur à cristaux liquides. Par ailleurs, lorsque l'équipement externe envoie un retour chariot, vous devez «répondre» par pression sur une des quatre touches disponibles.

L'intérêt de cette application considérée seule est donc vite limité mais, par contre, le schéma et le listing associé contiennent toutes les informations nécessaires pour «exporter» dans votre application la gestion d'un clavier, de l'afficheur ou des deux.

Comme vous devez commencer à devenir des mordus du Basic du «stamp» nous n'allons pas commenter le **listing 3** en détail. Notez seulement qu'il est organisé de la façon suivante.

Le programme principal est situé à l'adresse main. Il attend les caractères sur l'interface série et les envoie systématiquement au sous-programme de traitement du «backspace» ou retour arrière qui réalise en fait le décodage des caractères de contrôle compris par le programme. Si le caractère «backspace» est reçu, le dernier caractère affiché est effacé et le curseur recule d'une position, comme sur un vrai terminal. Ceci demande une petite manipulation au niveau de l'afficheur qui n'est pas très souple pour ce faire. Si le caractère «Cancel» (Control - C) est reçu, l'écran de l'afficheur est effacé. Si le caractère est non imprimable, il est ignoré. Enfin, si le caractère est un retour chariot, on passe en attente d'appui sur une touche en réponse.

Dans les autres cas, le sous-programme out est appelé pour envoyer le caractère à l'afficheur et on revient ensuite au programme principal.

Une partie importante du programme appelée i_LCD ne sert qu'à l'initialisation et au paramétrage de l'afficheur. Elle devra éventuellement être retouchée si vous utilisez un modèle non directement compatible avec celui retenu ici. Un simple examen de sa fiche technique permet de faire très facilement les modifications nécessaires.

Les sous-programmes «back» et «clear» se chargent de l'exécution effective des commandes correspondantes au niveau de l'afficheur.

Le sous-programme «cret» quant à lui traite l'inversion de sens des lignes d'entrées/sorties du «stamp» pour pouvoir exploiter le clavier ainsi que le «décodage» de ce dernier.

Conclusion

Les quelques exemples ci-avant, que nous avons retenus en raison de leur intérêt et du réalisme des besoins auxquels ils correspondent, ont déjà dû vous donner une assez bonne idée de ce que l'on pouvait faire avec un produit aux tailles mémoire pourtant à priori ridiculement faibles.

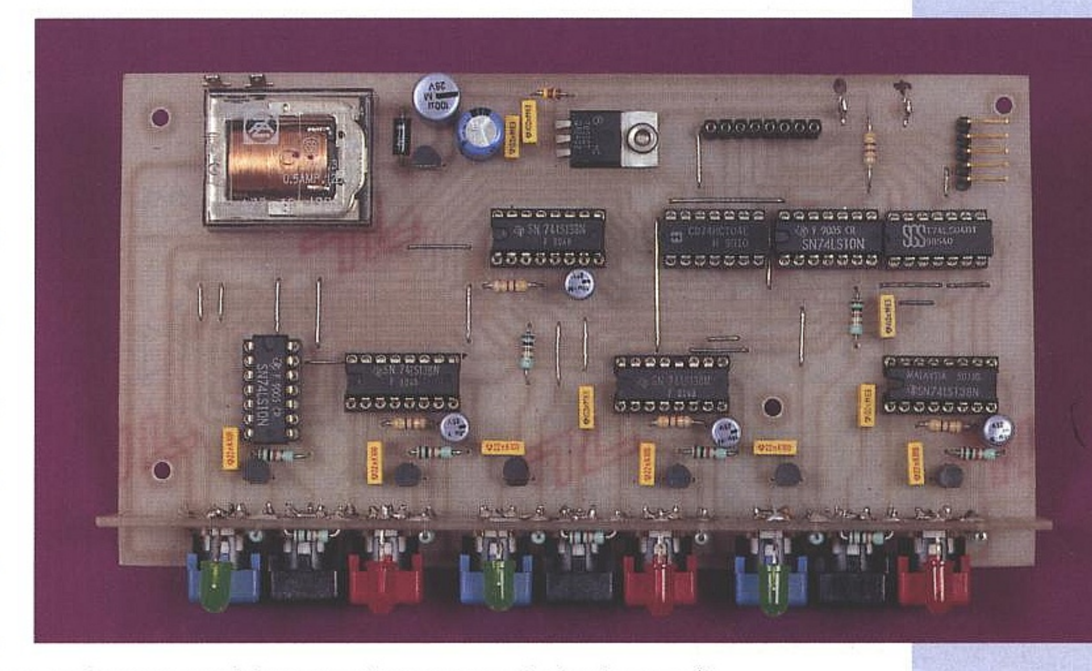
Ils sont extraits de notes d'applications Parallax qui vous seront fournies si vous faites l'acquisition d'un système «stamp» complet. Les programmes correspondants, sous forme de sources bien sûr, sont contenus sur la disquette supportant l'éditeur du «stamp». D'autres exemples, plus simples mais tout aussi intéressants, figurent également sur cette même disquette. Souhaitons qu'ils vous donnent de nombreuses idées d'exploitation de ce produit particulièrement original.

C.BROUSSAS.



CENTRALE AUDIO DE DISTRIBUTION POUR ENREGISTREURS

L'étude que nous allons détailler dans ces pages est en mesure de compléter harmonieusement la régie de commutations audio décrite dans le précédent numéro. Elle s'attache principalement à la délicate



gestion des magnétophones ou autres enregistreurs, et en accepte trois : un à 2 têtes et deux à 2 ou 3 têtes. Ainsi, aux 8 voies d'entrées prévues le mois dernier, on arrive désormais à 11 sources acceptables plus une voie «spéciale..» de quoi satisfaire les ambitions «domestiques» des plus exigeants.

Tout un chacun a pu remarquer - en observant attentivement les réalisations du commerce - que les magnétophones ne sont que rarement bien servis. Certains constructeurs limitent les capacités de leurs machines à un seul enregistreur, et rares sont les autres - plus généreux - qui «poussent» à deux, exceptionnellement trois, avec alors pour contrepartie une complication excessive des manipulations. Nous avons donc abordé le problème en profitant de l'expérience de 20 années de «brassage», et tenté de garder aux commandes un aspect convivial. Avant tout, il faut reconnaître que de nombreux compromis sont à faire, et que LA solution universelle (à part le bon vieux patch) n'existe pas : trop compliquée par rapport à un usage rarissime de certaines combinaisons et interface utilisateur complexe, de ce fait peu facile à utiliser. Il a donc fallu faire une balance délicate entre possibilités et souplesse d'emploi, le plus dur étant de ne pas en «faire trop», tout en offrant le maximum !
Les utilisateurs habitués à ces problèmes ont souvent pris le parti d'exploiter un de leurs appareils comme lecteur principal, et les autres en copieurs ou lecteurs secondaires. Cette formule est bien inconfortable et trop restrictive : la multiplicité des sources (cassettes, DATs, magnétophones à bande aux diverses vitesses), imposerait de tout avoir en double, ce qui financièrement parlant est inacceptable. La solution que nous avons retenue est d'une déroutante simplicité mais très efficace, surtout si on garde en mémoire que toutes les commutations sont «passives» : aucun intermédiaire actif ne vient s'insérer dans les lignes de modulation, respectant de ce fait au maximum les signaux à distribuer.

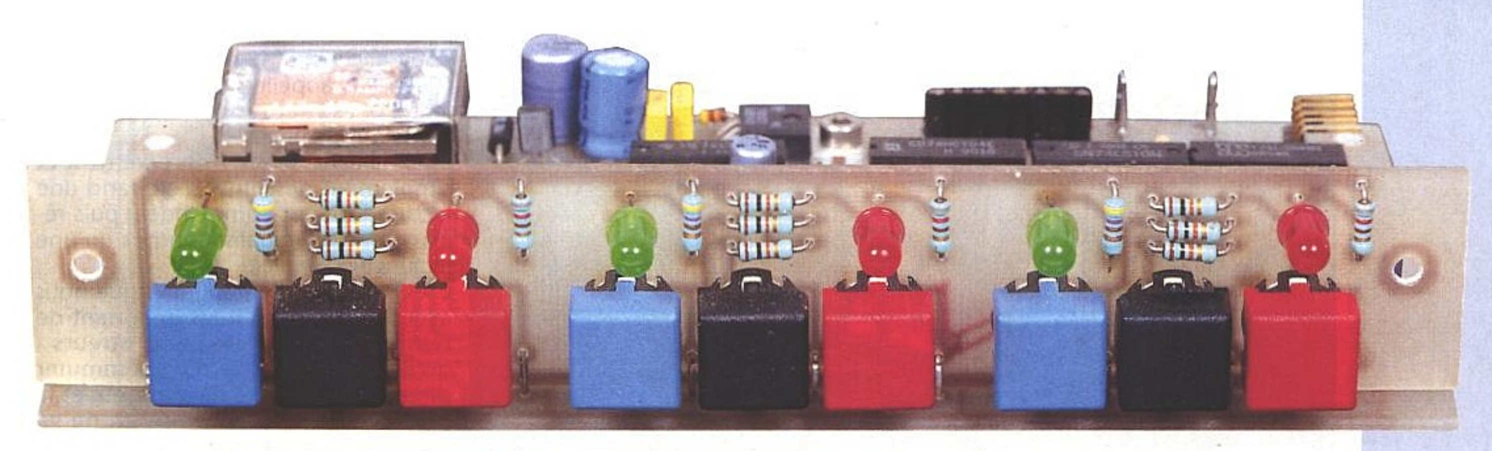
Logique de commande

On peut voir les choses en deux temps : la logique de commande des relais puis les commutations spécifiques à ces derniers. Si on admet simplement que la logique fournira de quoi coller huit relais définis comme : play 1 à 3, record 1 à 3 et monitor 2 ou 3, l'examen de la **figure 1** permet alors de séparer les fonctions et de découvrir la philosophie du système proposé.
Trois choses sont à noter d'office :
1 - pour rendre sympathique l'interface utilisateur, nous avons adopté trois touches par machine : PLAY, RECORD, STOP. Tout le monde connaît ces fonctions et elles garderont leurs spécificités, à l'exception du traditionnel passage en enregistrement fait par combinaison de PLAY + RECORD. Ici, RECORD suffira : il ne s'agit pas d'une télécommande machine, mais d'une distribution de signaux.
2 - toutes les touches sont du même type que celles retenues pour la gestion des sources décrite le mois dernier : des classiques et peu coûteuses D6, «super-rebondissantes» !
3 - les principes de fonctionnement sont les mêmes que ceux adoptés pour les voies d'entrées, bien que les moyens soient différents. Mais entre une EPROM et un 74LS138, il peut parfois y avoir de fortes similitudes...
Ces principes admis, la figure 1 est facile à détailler pour peu que l'on connaisse le cahier des charges que nous avons imposé :



Figure 1 : la logique de commande.





1 - une seule source «tape» sera active à la fois, et ce en complément des huit lignes installées le mois dernier. Donc, par définition, une lecture TA1 à TA3 devra venir s'insérer dans le programme, soit «une source parmi 11» (dans notre cas précis).
2 - la fonction RECORD sera prioritaire par rapport à PLAY, mais STOP sera «super prioritaire» pour PLAY et RECORD. Ceci permettra par exemple de commuter chaque machine de PLAY vers RECORD, mais interdira RECORD vers PLAY si on ne passe pas par STOP.
3 - chaque entrée RECORD (vue côté enregistreur) non commandée, sera forcée à la masse afin d'interdire le classique accrochage : tape en lecture ET en enregistrement de sa propre lecture.
4 - la fonction MONITOR (ici limitée à TA2 et TA3) commutera entre la source réelle envoyée (RECORD) et la lecture égalisée en niveau.
5 - ne pourront être commutées sur MONITOR, que les machines précédemment activées en enregistrement; et une seule à la fois.

Ces conditions permettent de nombreuses combinaisons, telles que les trois machines en enregistrement d'une source parmi 8, la copie d'une bande sur 2 enregistreurs, etc... Mais ce n'est pas tout, car nous vous avons réservé une petite surprise - que nous dévoilerons plus loin - et qui ouvre bien d'autres horizons encore.

La base du système de commande fait appel en grande part au décodeur/démultiplexeur 74SL138, et à sa fonction consistant à sélectionner une (voire aucune) ligne parmi 8 par un mot de trois bits.

Les conditions d'accès au mode de décodage imposent G1 à 1 et G2a + G2b à 0. Si tel n'était pas le cas, toutes les sorties seraient à 1 (ce circuit ne connaît pas le 3ème état). Une fois l'accès libre, la combinaison A,B,C permet d'obtenir un 0 sur une des sorties Y0 à Y7. Tout ceci est bien connu, et exploité au maximum dans le schéma que nous observons. Deux systèmes sont à identifier :

- La sélection PLAY 1 à 3 (touches interdépendantes),
- La détection RECORD / STOP, prioritaire sur les trois voies. On peut commencer par examiner cette dernière en prenant par exemple RECORD 1 / STOP 1 (en bas à gauche du dessin), les deux autres voies étant identiques.

On notera déjà que pendant un laps de temps t = R27 x C11, IC4 est forcé à 0 à la mise sous tension pour ne sélectionner aucune sortie Y. On pourrait appeler ceci RESET, et tous les 138 du schéma disposent de ce principe afin de laisser à la carte vue le mois dernier, le temps de s'initialiser sur une éventuelle sélection programmée. Toutes les entrées A,B et C sont par défaut portées à 1, d'où Y7 à 0, mais on ne s'en occupe pas.

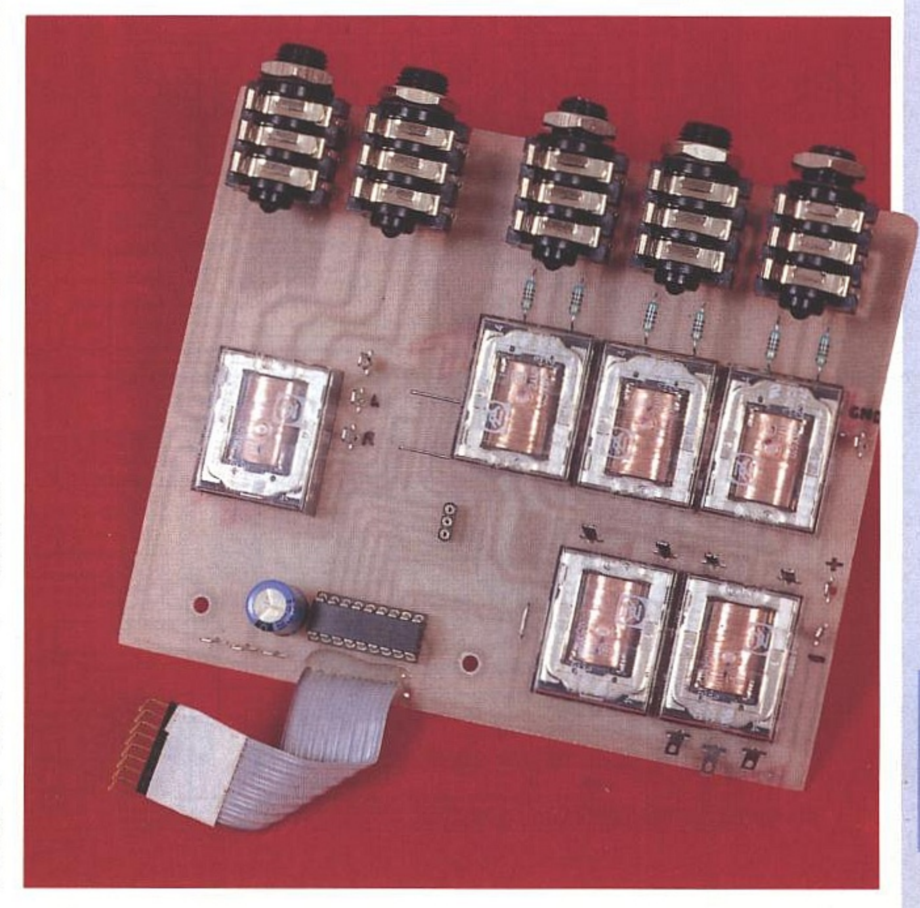
- Un appui sur STOP va porter A à 0 (adresse 6) et Y6 passera à 0.
- Un appui sur RECORD va porter B à 0, allumer Ld2 et - si B seule est à 0 - faire passer Y5 à 0 afin de remplacer SW3 par T2 et verrouiller le processus. Seul un appui sur STOP (ou un reset) déverrouillera RECORD. On peut suivre alors Y5 et constater que la ligne est inversée dans IC8A pour donner un actif à 1 sur le point REC 1. Mais Y5 et Y6 de IC4 vont servir en plus à autoriser ou non PLAY 1, et ce en venant commander deux pins sur trois d'IC1c. Cette NAND à 3 entrées ne donnera 0 que si toutes les entrées sont à 1 : ce sera le cas après RESET, si RECORD ou STOP ne sont pas appuyés, et si la troisième porte (11) est à 1.

Un appui sur SW1 est identique à SW3 : le bit A cette fois de IC3 est porté à 0. Si SW4 et SW7 sont au repos, l'adresse est Y6 avec pour donnée 0, qui inversée dans IC7B, donne le troisième 1 attendu par 11 de IC1c pour offrir 0 et verrouiller SW1 par T1. A noter de suite que cette ligne, inversée dans IC7F, présente alors un 1 stable sur PLAY 1 quand toutes les conditions sont requises. Le moindre appui sur STOP ou RECORD annule PLAY.

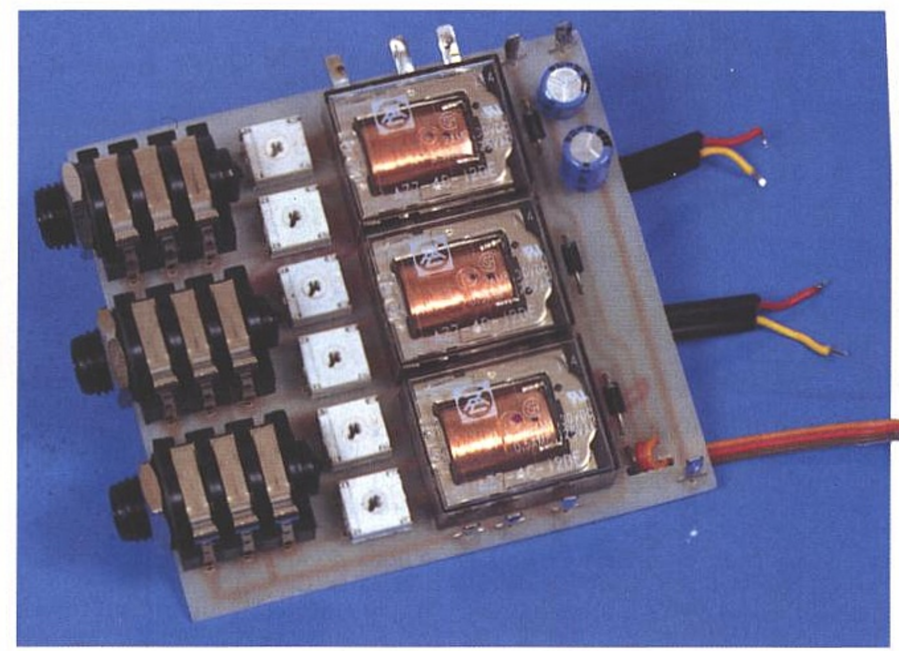
Les trois commandes de PLAY sont identiques, mais interdépendantes puisque toutes asservies à IC3. On ne pourra donc sélectionner qu'une lecture à la fois, alors que les deux autres machines accepteront d'être en enregistrement ensemble si on le désire.

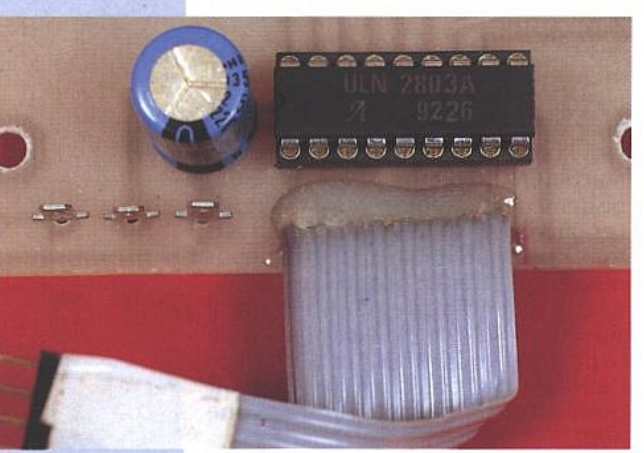
Les plus observateurs d'entre-vous auront remarqué un «défaut» que nous n'avons pas traité : quand une machine est en enregistrement, un appui sur «son» PLAY ne fait pas quitter la fonction RECORD, mais change l'adresse de IC3, ce qui peut avoir pour effet de dé-programmer une autre lecture active.

Il aurait fallu pour cela rendre conditionnelles à RECORD les adresses A,B et C de IC3, ce qui compliquait le schéma









(et l'implantation que nous voulions en simple face).
Nous n'avons pas jugé cela utile, car ce peut être bien pratique dans certains cas : c'est une double commande pour revenir (sans passer par STOP) à l'initialisation des 8 voies précédentes.

Commutations

Il est temps de voir comment sont traitées ces dernières, car ajouter 3 sources interdépendantes est bien joli, mais encore faut-il les coupler aux 8 autres (interdépendantes également) pour constituer un clavier harmonieux. Nous avons hésité entre deux formules :

- Soit le choix d'une source parmi huit (que nous appellerons désormais «sélect 1») est déprogrammé en audio (ligne ouverte) ;
- Soit la carte sélect 1 est purement et simplement désalimentée quand une lecture tape est commandée, puis réalimentée à l'initialisation dès qu'une lecture est annulée.

C'est cette dernière solution que nous avons retenue, car il est important de remarquer - pour les enregistreurs - qu'il n'a pas été prévu de commuter directement entre une source x et la lecture de ces derniers. On ne va donc pas pouvoir commander par exemple Play 2 et espérer un retour au tuner par simple appui sur une des touches de sélect 1. Une logique additionnelle aurait permis cette fonction, mais elle compliquait sensiblement l'ensemble, par le fait qu'il fallait traiter aussi l'initialisation. Ne perdons pas de vue qu'il s'agit d'une gestion domestique de sources audio, pas d'une table de mélange. De plus, cette section doit pouvoir être utilisable conjointement à une chaîne existante. Dans ce cas, il suffira de modifier l'usage d'un des relais afin d'ouvrir les lignes sources quand une fonction Play est demandée, puisque la désalimentation de sélect 1 n'aurait plus de sens.
Mais la précédente remarque ne pose aucun problème si, comme nous le conseillons, un commutateur d'init est adjoint à sélect 1. Dans ce cas, on dispose alors de deux «sous-groupes» : 1 parmi 8 de sélect 1 et les lectures 1 à 3. Si le commutateur n'est pas présent, il serait judicieux d'initialiser sur «rien», afin que pendant la séquence Stop et

■ *Figure 2 : schéma de la carte relais.*

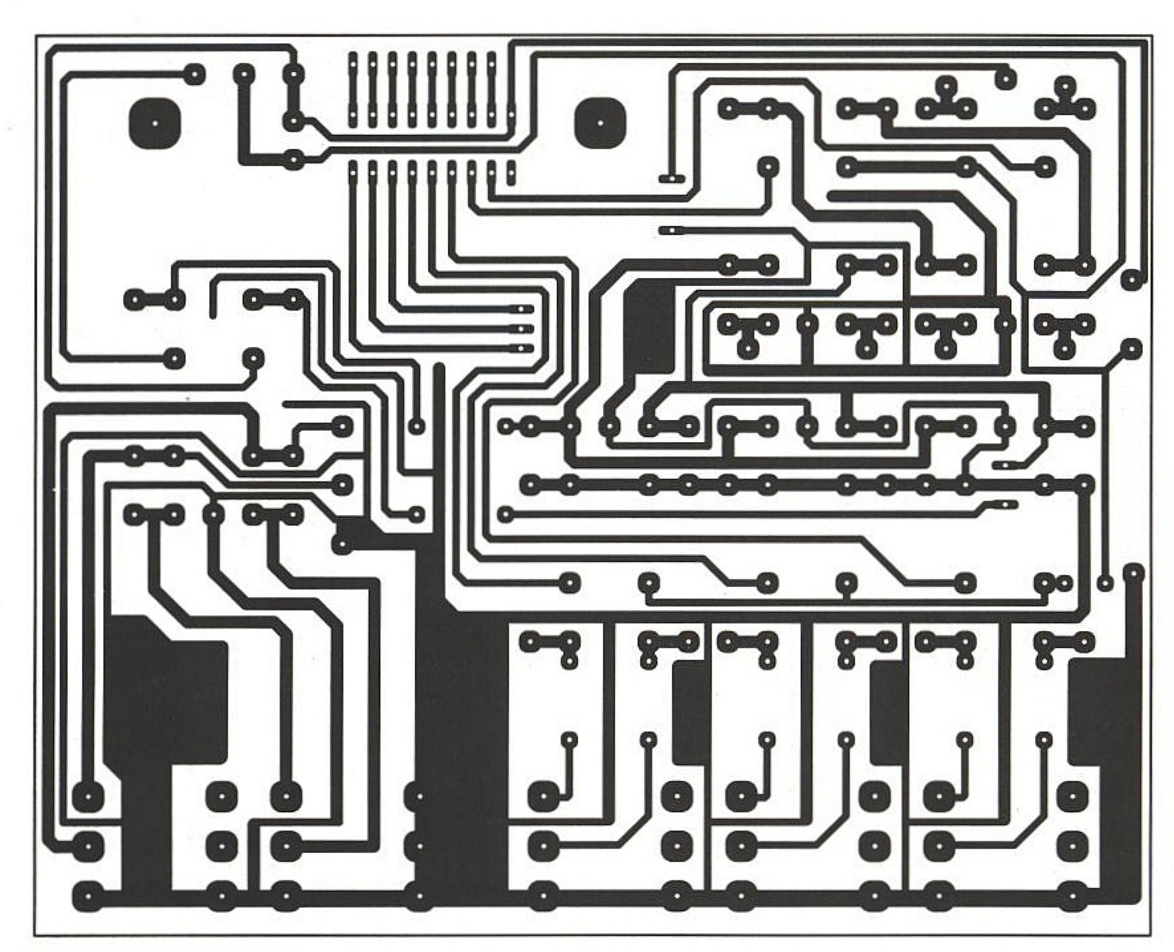
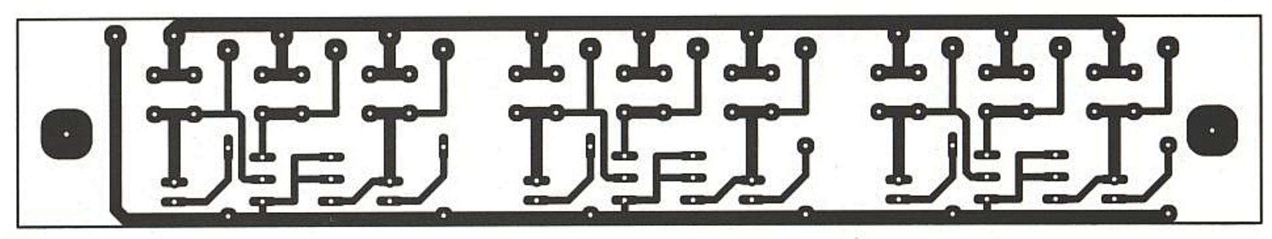


Figure 4 a : carte relais 1.

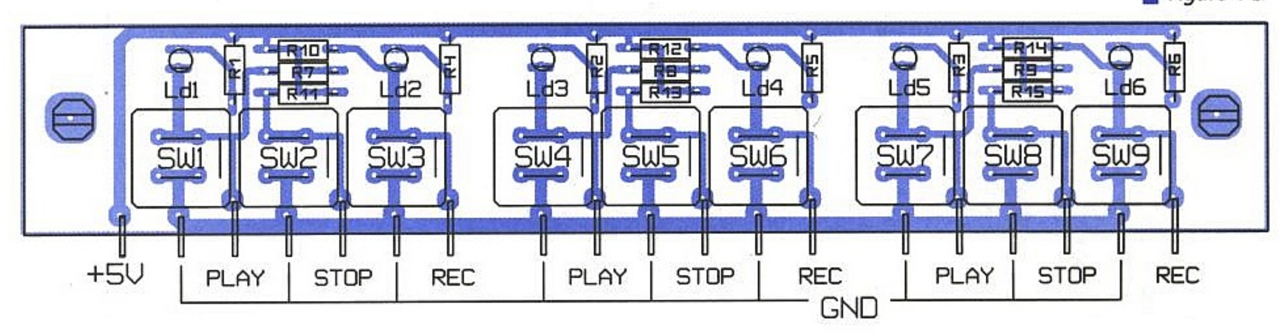
Figure 4 b





■ *Figure 4 a : la carte clavier.*

■ *Figure 4 b*



RL10, considéré collé au repos), avant de rejoindre - si mon2 et 3 sont au repos- la sortie OUT L.
Un seul appui sur play va donc :
1 - commuter la lecture de la machine sélectionnée (niveau réglable)
2 - ouvrir le bus et diriger la modulation vers OUT
3 - désactiver sélect 1 et de ce fait fournir un zéro audio sur BUS L (et R).
Dans ces conditions, la diaphonie est alors excellente, et aucune interaction n'est à craindre entre sélect 1 et les lectures tape. Toutes les sorties Record (vues cette fois de la régie) sont également au 0 audio. Il n'a pas été prévu d'ajuster les niveaux d'enregistrement, chaque machine disposant généralement d'un potentiomètre à cet effet. Pour celles qui seraient calibrées de manière fixe et «intouchables», à charge de prévoir une électronique externe : ce sont essentiellement des machines de haut de gamme, dont le niveau nominal est parfois à + 12 dBV, et ce n'est pas un atténuateur qui réglerait alors le problème...
Un appui sur Record mettra en contact les entrées correspondantes avec la ligne de modulation, qui pourra être le bus venant de sélect 1, ou une lecture tape (copie). Les relais RL8 et 9 assurent la fonction monitor pour TA2 et 3 en commutant directement OUT sur la sortie lecture (post réglage de niveau). Ne reste plus à découvrir que RL10, la surprise !
Parmi toutes les possibilités additionnelles envisageables, nous en avons retenu une qui nous a souvent été demandée et qui peut considérablement augmenter le potentiel d'une chaîne domestique. Il s'agit d'autoriser l'insertion d'un mix externe, tout en gardant l'intégralité des fonctions installées. Ainsi, une lecture bande ou laser etc.. pourra être injectée dans une mini (ou maxi) table de mélange, et la modulation globale récupérée dans la chaîne, notamment par les enregistreurs. Pour l'ajout de deux jacks et d'un relais, il ne fallait pas hésiter : on trouve désormais des disques laser de bande musique, et nombreux sont ceux qui veulent s'essayer à chanter à la place de l'artiste, et garder une trace de leur performance. Le petit morceau de schéma «actif», montre le principe : la dernière ligne de modulation source (après RL4) est ouverte côté OUT quand RL10 est collé, mais reste disponible sur J7 (MIX send). On peut alors envisager d'en doser le niveau, et de la mélanger à n autres sources (micros, instruments de musique etc..) puis d'en réinjecter la somme dans J8 afin de la rendre enregistrable par TA1 à 3, et diffusable sur OUT.
Cette formule est très intéressante, car toutes les possibilités de la chaîne sont conservées et il n'est plus utile de déconnecter les sources et destinations : une toute petite mixette peut suffire pour créer une animation de qualité, en stéréo. Mais d'autres exploitations sont possibles : J7 est en permanence une sortie «enregistrable» sur une machine externe et J8 (si SW11 activé), une entrée de modulation supplémentaire, enregistrable par TA1 à 3. Voilà de quoi ne pas être pris de court !
Mais de nombreuses autres modifications sont envisageables, comme par exemple étendre l'init à la lecture de TA1 à 3 ; ou prévoir des clés de forçage pour record 1 à 3, pour qu'au moyen d'un timer l'init sélectionne la modulation souhaitée, les clés autorisant l'enregistrement d'une émission en votre absence. Il ne serait pas très difficile non plus de dérouter la sortie sélect 1, pour écouter son programme préféré pendant que l'on fait des copies de bandes.

RÉALISATION

La construction de l'ensemble fait appel à 4 circuits imprimés en simple face.
Figure 3 on découvre la carte principale contenant la logique de commande. De nombreux straps (un peu plus d'une vingtaine !) ont permis d'échapper au double face tout en gardant des largeurs de pistes rendant le montage accessible à tous. Si on souhaitait ouvrir le bus au lieu de désalimenter sélect 1, modifier le tracé autour de RL1 serait bien simple. Deux nappes sont prévues : la première véhicule les commandes de relais (plus précisément les niveaux logiques de commandes TTL), la seconde attend SW 10, commutateur de monitoring. Le clavier destiné à s'engager sur la carte précédente est visible **figure 4**. Ici, pas de strap : les traits horizontaux dessinés dans SW1 à SW10 représentent les liaisons internes aux touches D6 et le trait vertical, les deux points du contact . Il ne faudrait pas tourner un D6 d'un quart de tour...
Les deux cartes suivantes sont dépendantes. La plus grande (**figure 5**), porte les relais d'enregistrement, de monitor, de mix et le buffer IC9. 5 straps suffisent ici : attention aux 2 placés sous RL7 ! Plusieurs connexions sont prévues :
1- réception de la nappe «logique» pour RL2 à 9
2- renvoi des buffers PLAY (vers RL2 à RL4)
3- clé MIX (pour coller RL10)
4- retour du bus PLAY (à gauche de RL5)
5- reprise des lectures TA2, 3 pour le monitoring (au dessus respectivement de RL8, 9)
6- alimentation 12V
7- GND audio
La carte PLAY, **figure 6** reprend les codes RL 2 à 4, offre le bus PLAY, renvoie PLAY 2/3 en monitor (curseurs d'AJ3 à 6), et se charge de recevoir le bus SEL 1 ainsi que de véhiculer le 0V pour cette dernière, le + 12V de SEL 1 provenant de RL1 (Fig. 3).

Mécanique

La phase construite ce mois peut très bien être exploitée seule et se loger dans un rack 19'' 1U. Idem pour sélect 1, réalisation décrite le mois dernier. Toutefois il est plus astucieux d'opter pour un 2U et de tout regrouper, conservant ainsi assez de place pour ajouter VUs, amplis de casque, ou toute autre idée personnelle. Il a donc été adopté une méthode consistant à répartir sur deux niveaux les points d'accès jacks (16 au minimum) plus les XLR's OUT, tout en laissant assez de place pour alimenter et réfléchir... La carte PLAY (figure 6) est destinée à venir en bout de la carte relais des 8 voies précédentes. Sous ces deux



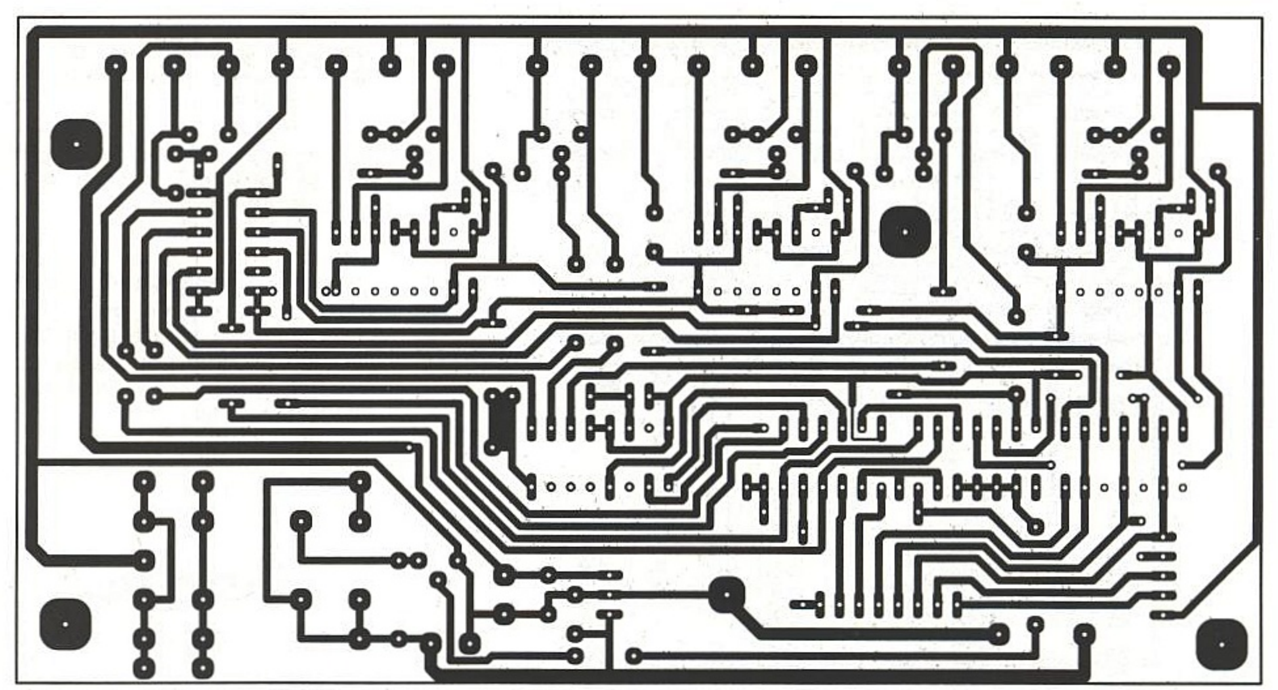


Figure 3 a : circuit imprimé de la carte de commande.

appui sur une touche de sélect 1, on passe par un bref silence. En fait, cette «astreinte» ne s'applique véritablement que pour TAPE 1 (2 têtes), puisque les 3 têtes peuvent être lus en monitoring pour peu qu'on les active en enregistrement, sans confirmer bien entendu cet état sur la machine elle-même !

On se rappelle qu'une modification en cours de programme du commutateur d'init est sans effet immédiat. Ainsi on peut admettre écouter une platine disque alors que le commutateur est sur laser, puis passer ensuite à une lecture magnétophone dont le Stop reviendra sur laser.

La désalimentation de sélect 1 est assurée par RL1 : IC2a analyse si un Play est actif afin de supprimer le +12V de sélect 1.

Ne reste plus à voir de la figure 1 que la section Monitor 2 et 3. Elle a été réduite au minimum par l'usage d'un double inverseur à trois positions (SW10). En position centrale Mon 2 et 3 sont à 0. Si Mon 2 est commuté, Mon 3 reste à 0 (et vice versa). Mais pour qu'un monitoring soit effectivement reconnu, il faut avoir appuyé préalablement sur Record. Il suffit donc de reprendre tout simplement le signal de sortie REC2 ou REC3 pour assurer la commande. On peut constater qu'une extension de monitor à Tape 1 ne devrait pas poser de problème majeur: outre une modification de SW10, il suffirait de prévoir un relais supplémentaire, comme nous allons le constater.

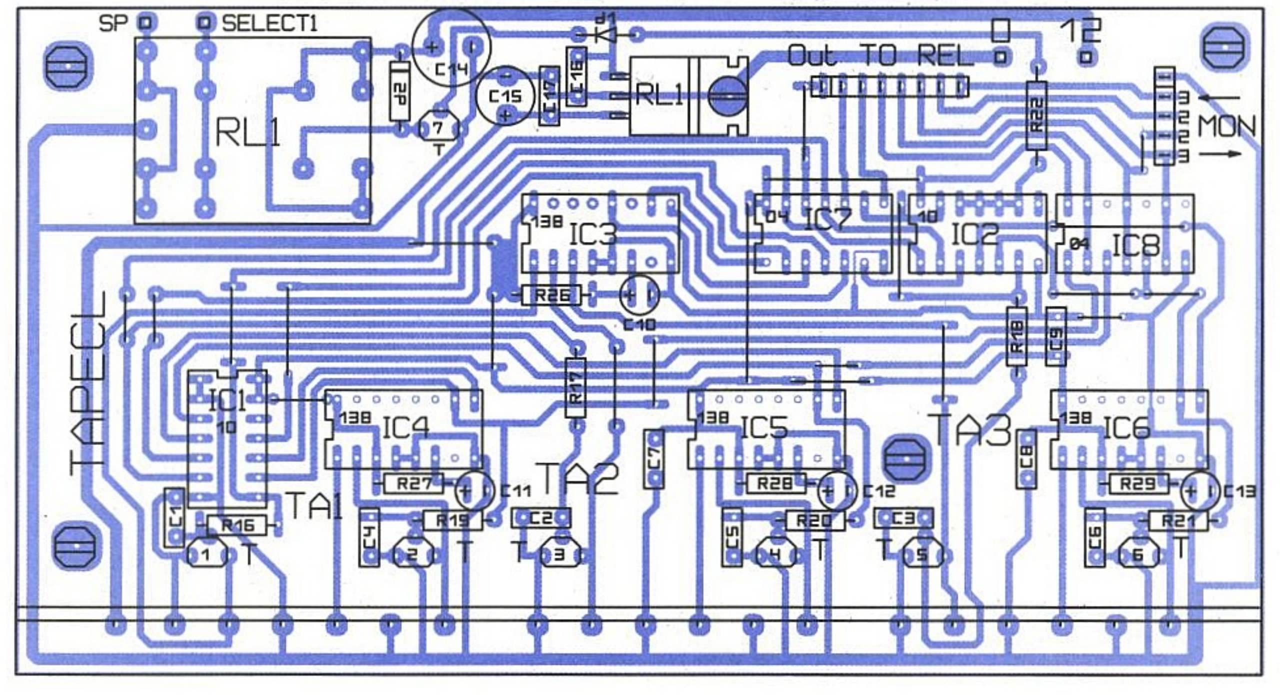
Carte relais

Le schéma de cette section est visible **figure 2** . On ne tiendra pas compte des deux amplis OP qui ne sont dessinés ici que pour illustrer la «surprise» annoncée. Un bref résumé des conditions peut être utile :

- un seul Play parmi 3 sera autorisé.
- tous les Record sont prioritaires et peuvent être actifs simultanément.
- monitor 2 ou 3 n'est possible (un seul à la fois) que si Record 2 ou 3 est reconnu.

La logique de commande ne remplit pas la totalité des fonctions, et certaines ont été confiées aux relais, sans jamais toutefois enfreindre la règle adoptée précédemment et consistant à réserver deux jeux de contacts par voie. Un tel doublon, avec des relais étanches et de bonne facture, garantira pour longtemps des contacts irréprochables. Le transfert des donnés de la carte logique est assuré par IC11, lequel n'est qu'un buffer dont on peut oublier la présence si on se rappelle qu'un 1 est nécessaire en entrée pour «coller». La figure ne représente ici que les commutations de la voie gauche, afin de clarifier le schéma. Le bus L (issu de sélect 1) peut être ouvert en trois points, par la mise en série de RL2, 3 et 4 (oublions provisoirement

Figure 3 b





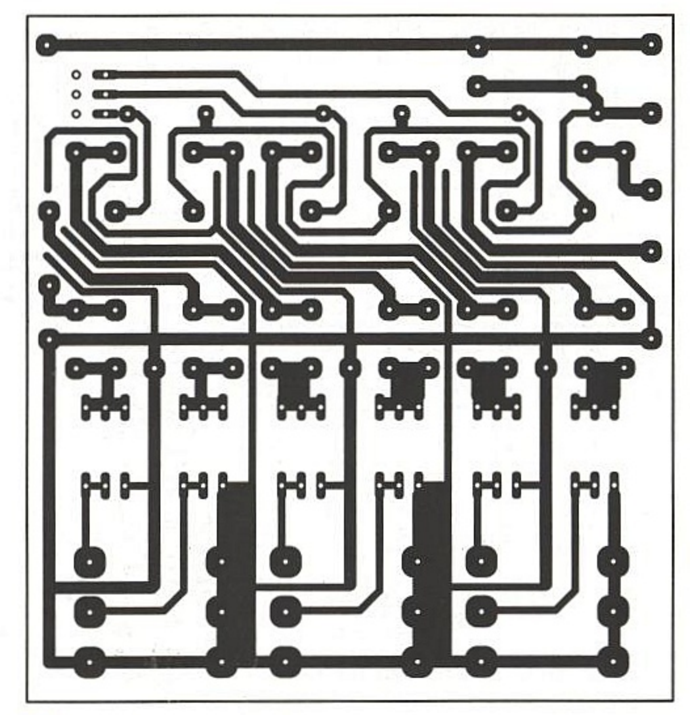
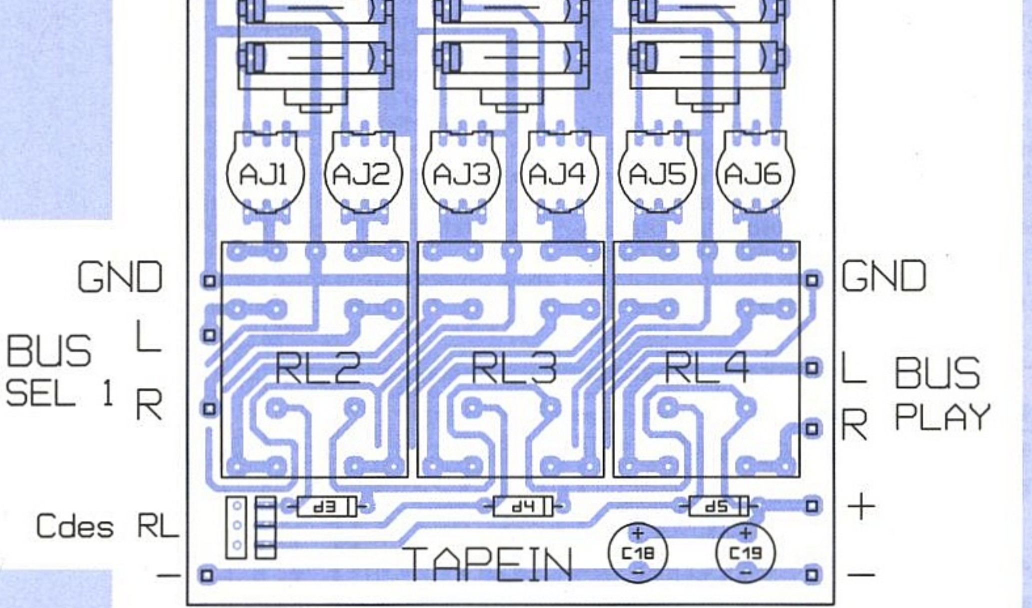


Figure 6 a : carte relais 2.



cartes (longues au total d'environ 29 cm), celle de la figure 5 vient s'engager de telle sorte que J4, 5 et 6 s'alignent avec J1, 2 et 3. En face avant, les claviers sont alignés sur SW6 de sélect 1 et SW1 (Play TA1).

Ainsi, un commutateur d'init peut être aisément situé sous SW1 à 4 de sélect 1, ainsi que SW11 (MIX), puis deux clés de forçage record au dessus de TA2 et TA3, et SW10 placé entre TA2 et TA3. Cette formule laisse plus de 12 centimètres libres sur la droite d'un rack 2U , et ce sur toute la profondeur soit 250 mm.

Il y a alors largement de quoi alimenter, et compléter !

La consommation relevée dans le cas extrême (3 record, 1 monitor, MIX + sélect 1) est inférieure à 0,5 A. Une alim 12V 1A, non régulée, suffira donc largement.

Conclusion

Un tel système devrait pouvoir s'insérer dans n'importe quelle chaîne audio, soit pour la compléter, soit pour remplacer purement et simplement un préampli actif réduit à la seule fonction de commutation : cette centrale liée à un ampli de puissance devrait apporter déjà beaucoup de satisfactions. Chacun pourra à son gré ajouter correcteurs de tonalité, potentiomètres de volume et balance (il y a la place), mais le «patch» passif de 11 sources + MIX est installé.

Un petit ensemble de mélange reste à ajouter pour passer au stade supérieur et frôler les capacités des studios de gravure directe pour peu que les sources soient de qualité. L'auteur travaille à un tel ajout pour que chacun puisse tirer le maximum de plaisir des maillons de sa chaîne, même avec des moyens modestes.

Jean ALARY.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 à R3 : 470 Ω
R4 à R6 : 820 Ω
R7 à R15 : 10 kΩ
R16 à R21 : 1 kΩ
R22, R26 à R29 : 4,7 kΩ
R23 à R25 : non utilisées
R30 à R35 : 220 Ω

Condensateurs :

C1 à C6 : 22 nF Milfeuil
C7 à C9, C16 à C17 : 100 nF Milfeuil
C10 à C13 : 10 µF, 25V
C14 : 220 µF
C15, C18, C19 : 100 µF, 25V

Ajustables :

AJ1 à AJ5 : 47 kΩ

Semiconducteurs :

RG1 : 7805
T1 à T6 : BC557
T7 : BC547
IC1, IC2 : 74LS10
IC3 à IC6 : 74LS138
IC7, IC8 : 74LS04
IC9 : ULN2803
D1 : 1N4148
D2 à D11 : 1N4004 ou 4007
Ld1, 3 et 5 : LED verte
Ld2, 4 et 6 : LED rouge

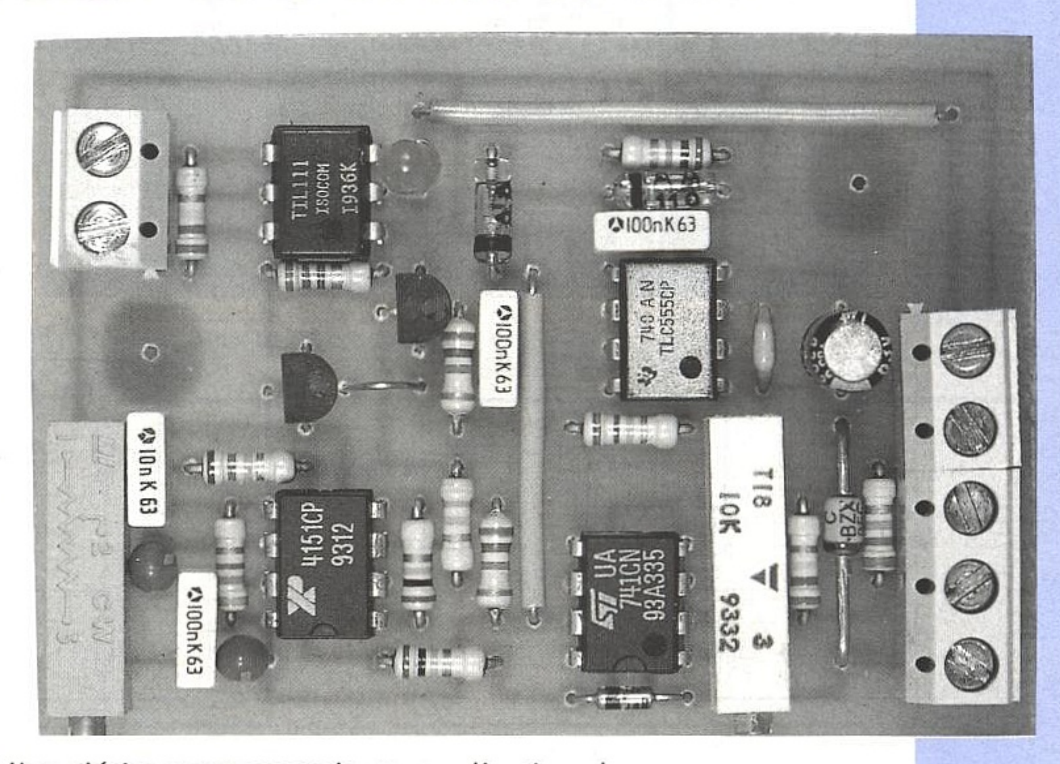
Divers :

RL1 à RL10 : AZ-4C-12DE ou équivalent
SW1 à SW10 : touches D6 + capots carrés
SW1 : Lorlin 2C 3P ou équivalent
J1 à J8 : Jacks stéréo de CI à coupure (Monacor)
4 supports 14 broches
4 supports 16 broches
17 cosses poignard
Connectique HE14 pour une nappe 8 fils et une de 5
Visserie de 3 mm



INTERFACE ISOLÉE DE MESURE DE FORTS COURANTS

Cette interface permet la mesure de courants forts dans un circuit continu. Elle a été conçue pour une étude d'assistance à la conduite pour des voitures électriques. Le principal problème des voitures électriques réside dans l'autonomie des batteries. Si l'on désire augmenter le rayon d'action du véhicule, il faut adopter une conduite souple qui évite les appels de courant inutiles. L'expérience a vérifié que le gain d'autonomie pouvait atteindre 30%.



Cette notion de «souplesse» est difficile à apprécier avec un moteur électrique : le silence de ce dernier ne permet pas un retour d'informations suffisant pour que le conducteur évalue l'effort fourni. Il ne peut que se fier à l'observation régulière de l'ampèremètre ou à son expérience. Les utilisateurs professionnels peuvent acquérir cette expérience au cours de stages (cf fin article), mais pour les utilisateurs grand public, une aide au contrôle automatique de l'intensité est beaucoup plus adaptée.
La réalisation du système d'aide à la conduite a nécessité la mise en oeuvre d'un module de mesure d'intensité (**figure 1**). Pour des raisons de sécurité, de parasites et d'indépendance vis à vis des circuits d'origine du véhicule, ce module doit être autonome.

Schéma de principe

Le shunt de mesure d'origine est placé au potentiel positif de la batterie de puissance (figure 1), dont la tension est de +90 V ou +160 V selon les modèles. Ce potentiel est flottant vis à vis

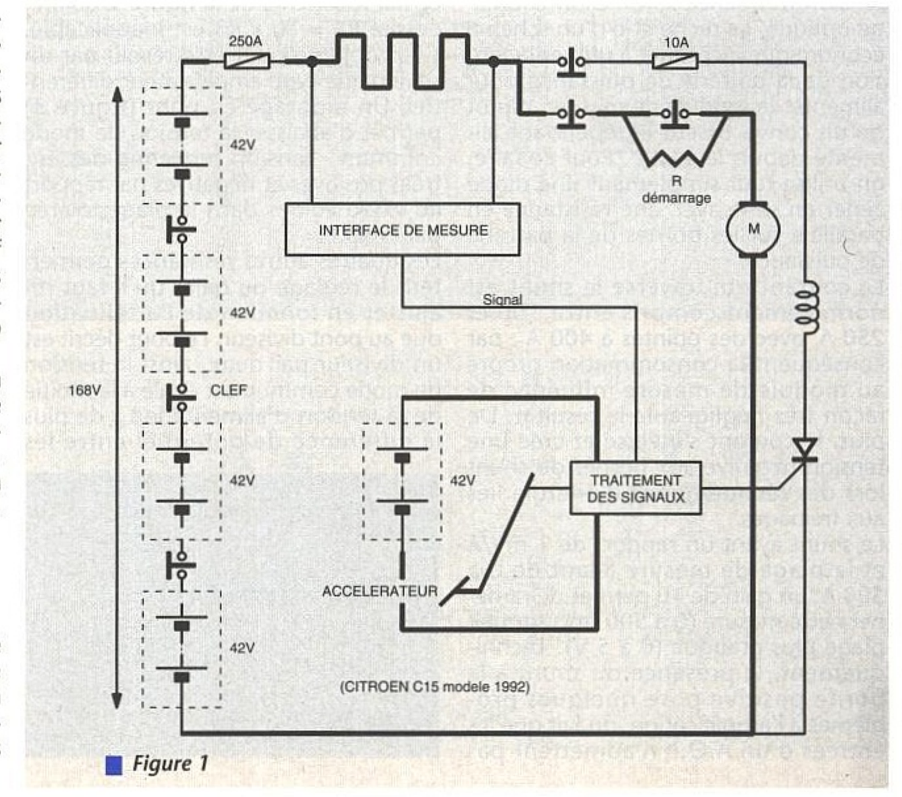
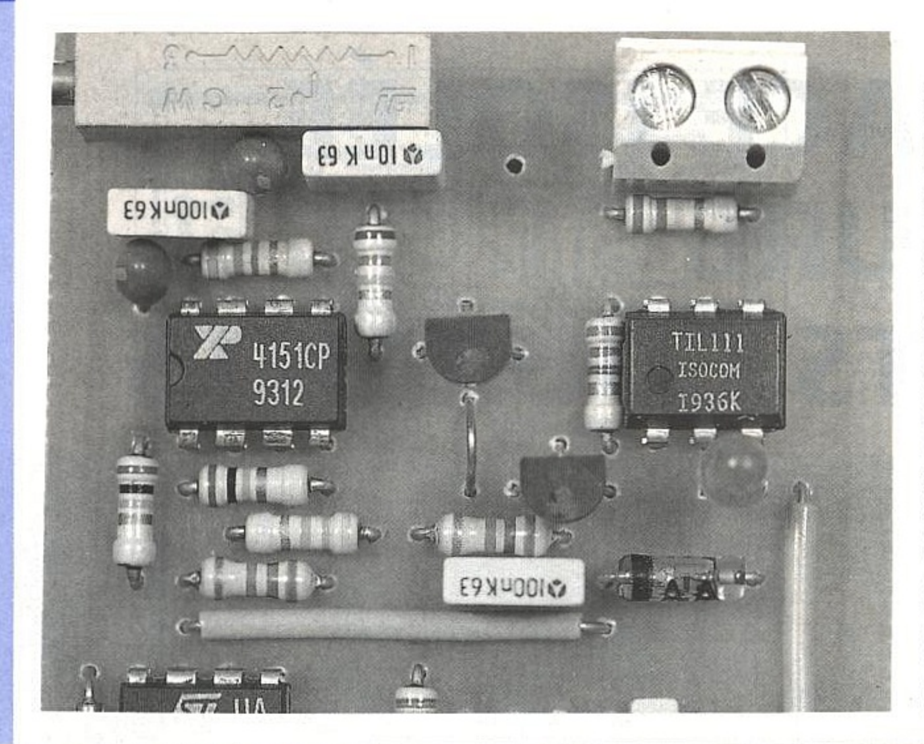


Figure 1





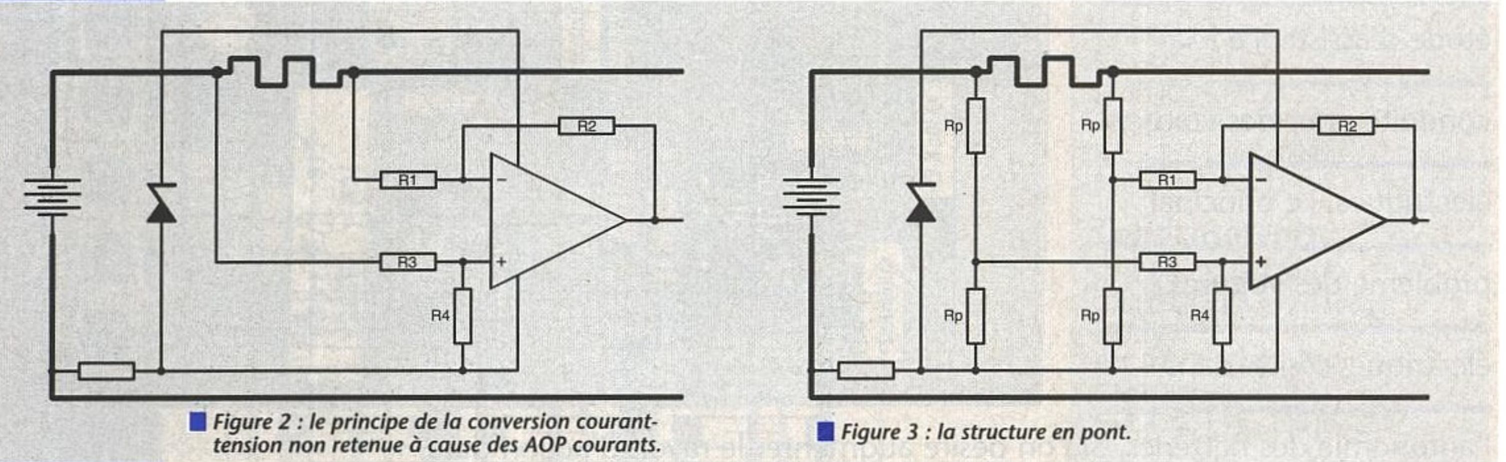


Figure 2 : le principe de la conversion courant-tension non retenue à cause des AOP courants.

Figure 3 : la structure en pont.

de la masse du véhicule et du +12 V de service, ce qui implique que la transmission de la mesure doit être isolée galvaniquement. Le shunt est généralement un modèle 1 mV/A soit 0,001Ω. Le choix s'est porté sur une conversion tension/fréquence suivie d'un couplage optique. La recherche d'un schéma économique a conduit à utiliser la tension de la batterie de puissance pour alimenter le module de mesure, plutôt qu'un convertisseur indépendant alimenté depuis le +12 V. Pour ce faire, on utilise tout simplement une diode zener en série avec une résistance en parallèle sur les bornes de la batterie de puissance.

Le courant qui traverse le shunt est normalement compris entre 100 et 250 A, avec des pointes à 400 A ; par conséquent la consommation propre au module de mesure influence de façon très négligeable le résultat. De plus, le courant s'inverse et crée une tension négative aux bornes du shunt lors des récupérations d'énergie liés aux freinages.

Le shunt ayant un rapport de 1 mV/A et la plage de mesure allant de 0 à 500 A, un gain de 10 permet de ramener cette mesure (0 à 500 mV) sur une plage plus pratique (0 à 5 V). Techniquement, la présence du shunt à la borne positive pose quelques problèmes à l'amplification, du fait que les entrées d'un A.O.P n'admettent pas une tension égale à la tension d'alimentation. Les essais ont permis de vérifier que même des A.O.P CMOS de type CA3140 ne fonctionnent pas dans ces conditions alors que les spécifications pouvaient le laisser croire. De ce fait le schéma de la **figure 2** qui nécessite R4 = 10 x R3 est inapplicable. Ce problème peut être résolu par un schéma de type amplificateur différentiel. Un montage en pont (**figure 3**) permet d'abaisser la tension de mode commun - tension moyenne des entrées positives et négatives par rapport au «zéro volt» - dans la plage tolérée par l'A.O.P.

Les quatres autres résistances permettent le réglage du gain, qu'il faut réajuster en fonction de l'atténuation due au pont diviseur. Le pont décrit est un diviseur par deux, ainsi la tension de mode commun est égale à la moitié de la tension d'alimentation ; de plus la différence de potentiel entre les deux branches est aussi divisée par deux. Par conséquent le gain doit être de 20 au lieu des 10 initialement prévus. On rappelle que le gain d'un A.O.P monté en différentiel est de R2/R1 si R1 = R3 et R4 = R2. On voit que dans cette configuration, la tension de mode commun est importante vis à vis de la tension différentielle, celle du shunt divisée par deux, que l'on cherche à amplifier. Pour que cette tension commune soit sans influence, il est nécessaire que les résistances d'entrée soient parfaitement équilibrées : des résistances à 0,1% s'imposent. Une simplification consiste à appliquer le théorème de Thévenin. Une fois calculé la résistance série équivalente de chaque branche du pont (**figure 4**), on peut considérer que les résistances R1 et R3 sont les résistances équivalentes du pont et ainsi calculer les résistances R2 et R4 pour obtenir un gain de 20 (20 x Rp/2 = 10 x Rp). La résistance R4 étant en parallèle avec une résistance du pont, on calcule leur résistance équivalente : (Rp//10) x Rp donne 0,91 x Rp. Ces calculs permettent donc de réduire environ de moitié (**figure 5**) le nombre de résistances d'entrée, et par conséquent de réduire d'autant les imprécisions dues à la tolérance de chaque composant. Par ailleurs la tension de sortie minimum de l'A.O.P peut être de quelques millivolts seulement (CA3140) si l'on adapte un réglage d'offset, mais s'élève avec la tension de mode commun et fausse alors la mesure vers le bas de l'échelle.

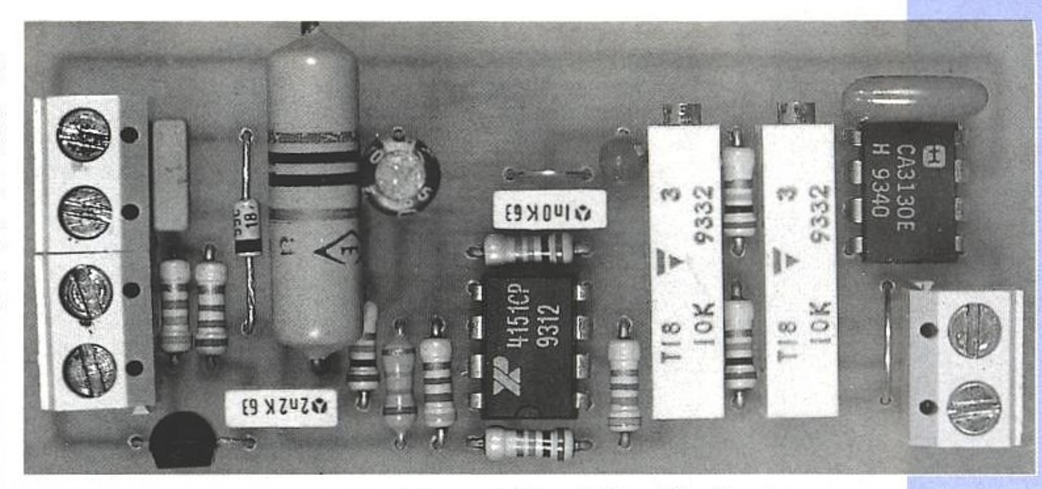
Ce schéma mono-tension, simple d'apparence, pose donc beaucoup de problèmes pratiques et nécessite trop de composants rares et de mise au point (équilibre du pont d'entrée, offset). Un schéma plus conventionnel est finalement plus intéressant, bien qu'il nécessite de créer une tension positive. A partir de la tension inférieure de 12 V au potentiel positif (diode zener), on fabrique (**figure 7**) une tension de 12 V à l'aide d'un doubleur de tension à pompe à diodes.

Ainsi le circuit dispose d'une tension supérieure de douze volts au potentiel positif de la batterie de puissance, et d'une tension inférieure de douze volts à ce même potentiel. Un simple µA741 alimenté en symétrique (**figure 6**) par ces tensions permet d'établir le gain de 10 (R4/R3) et de régler précisément

Rp
U
Rp
U/2
EQUIVAUT
Rp/2
V
U/2
SOURCE DE TENSION PARFAITE

Figure 4

l'offset (AJ1) sans problèmes de mode commun.
Cette tension est fabriquée à partir d'un schéma économique déjà utilisé dans l'interface de puissance (fév.94). En effet, les seuls circuits à alimenter sont le µA741 et le RC4151, en sachant que ni l'un ni l'autre ne sont fortement chargés en sortie. Par conséquent, le courant à fournir est très faible, et ne nécessite pas l'achat d'un convertisseur continu-continu, un simple NE555 suffit. Ce circuit (figure 7) oscille (1,4 x C2 x R2 = 21µs donc environ 48 kHz) de telle façon qu'à l'état bas de Q, le condensateur C3 se charge via la diode D2 depuis le zéro volt.
Lorsque l'état de Q est haut, son potentiel monte à +11,3 V (12-0,7) et charge le condensateur C4 via la diode D3. L'utilisation d'un 555 version CMOS (NE555CP) et de diodes au germanium permet d'augmenter de plusieurs volts la tension fournie par un oscillateur classique associé à des diodes silicium.
Pour effectuer la conversion tension-fréquence, il est possible soit d'utiliser un convertisseur déjà existant, soit d'en créer un de toute pièces.
Rappelons rapidement comment peut fonctionner un convertisseur tension/fréquence (**figure 8**). Le convertisseur se divise en deux modules : un intégrateur et un trigger. Le second module commandant le premier ; l'intégrateur va fournir une tension triangulaire avec une période inversement proportionnelle à la tension. Ainsi, la sortie du trigger fournira une tension carrée dont la fréquence sera proportionnelle à la tension d'entrée.
Le schéma de l'intégrateur est un peu particulier. Il comporte la commutation qui permet d'avoir alternativement une pente négative et une pente positive. Tout d'abord, la sortie du trigger à l'état bas, le transistor T1 est bloqué. Par conséquent sur l'entrée + de IC1 on a U/2 (diviseur R sur R) et sur l'entrée inverseuse on a U : la tension à la sortie de l'intégrateur va nécessairement monter. Quand cette sortie atteint le seuil haut du trigger, celui-ci bascule, le transistor T1 devient passant. L'entrée + de IC1 a toujours U/2, mais l'entrée inverseuse passe à U/3 (diviseur R sur R/3). La différence de potentiel est moins importante que dans le cas précédent (U/6 au lieu de U/2), mais la résistance d'entrée ayant changé, la constante de temps de l'intégrateur change aussi. Le calcul démontre qu'elle est trois fois plus faible. Constante de temps et différence de potentiel ayant changé dans le même rapport, la pente du signal de sortie sera la même (au signe près). Quand la sortie atteint le seuil bas du trigger, celui-ci bascule, T1 se bloque et la tension recommence à monter. Le trigger est un schéma classique, et évolue entre 1/3 et 2/3 de Vcc-Vss. A sa sortie, un transistor monté en collecteur ouvert permet de tirer plusieurs milliampères. Une conversion tension/fréquence nécessite donc deux amplificateurs opérationnels et quelques composants. Désormais, les circuits spécialisés ont un coût suffisamment bas et permettent de très bonnes précisions. Cette interface utilise donc le circuit spécialisé RC4151 EXAR, en boîtier DIL huit pattes.
La sortie de l'amplificateur opérationnel (**figure 6**) étant référencée par rapport au zéro volt, le RC4151 doit être



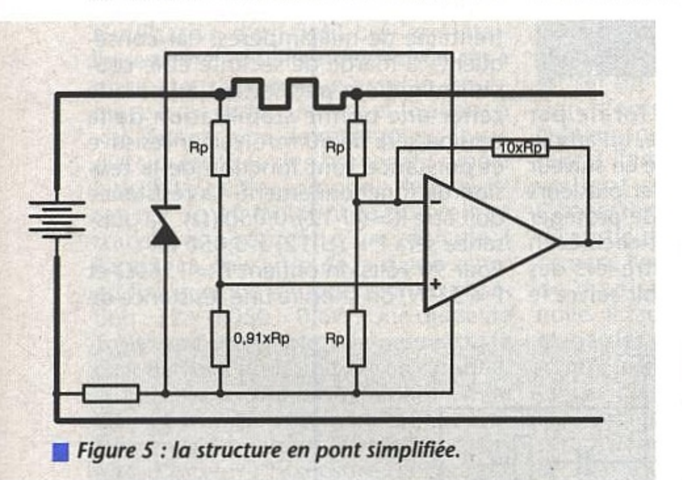


Figure 5 : la structure en pont simplifiée.

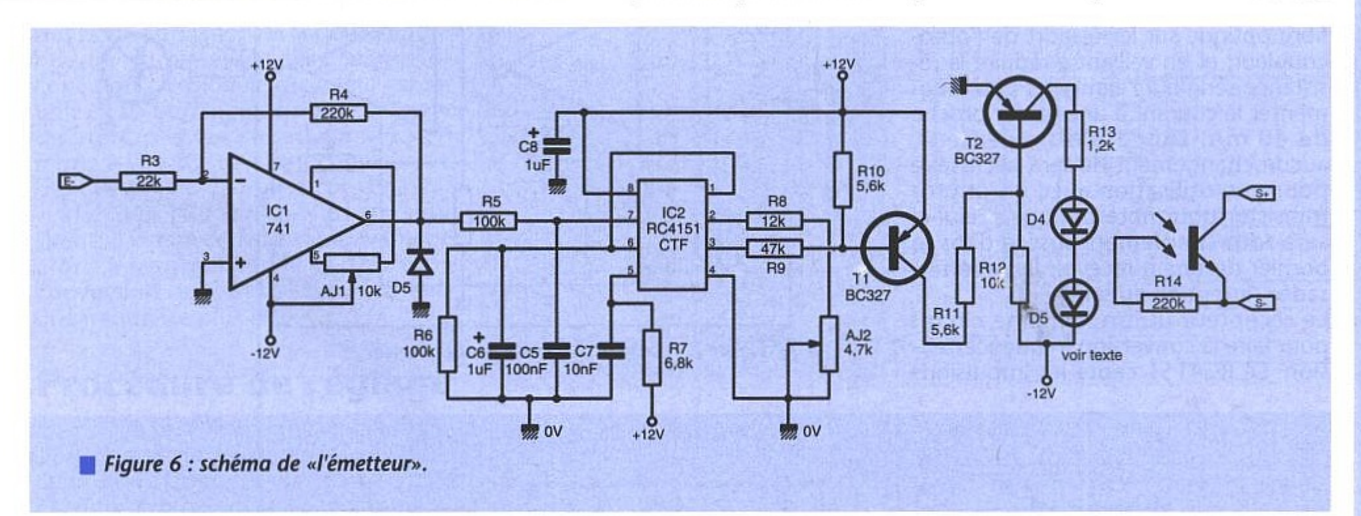


Figure 6 : schéma de «l'émetteur».

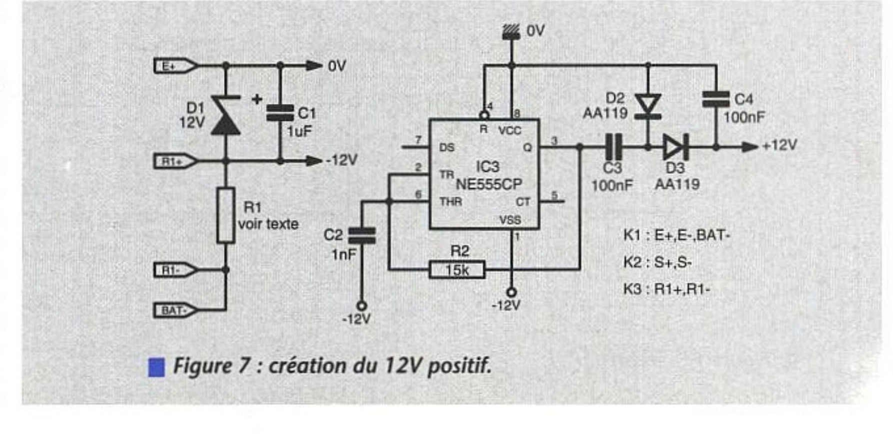
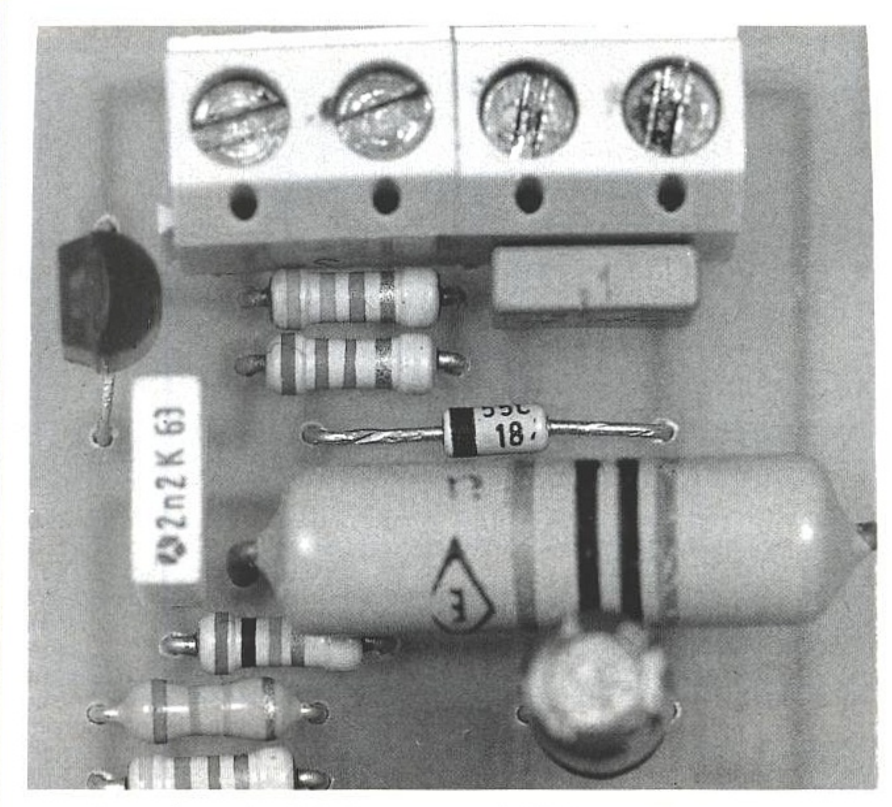


Figure 7 : création du 12V positif.



aussi alimenté avec le +12 V. A sa sortie, l'utilisation de deux transistors pnp montés en cascade permet d'alimenter l'optocoupleur entre le zéro et le -12 V. En effet, le +12 V fourni par la pompe à diodes ne permet pas de tirer plusieurs milliampères.

Le module récepteur **figure 9**, est lié à l'émetteur via une paire torsadée qui peut aisément atteindre 3 mètres sans problèmes de transmission. Toutefois, si la mesure doit être effectuée dans un environnement très parasité, l'utilisateur pourra remplacer cette liaison bifilaire par une liaison optique, en connectant une LED émettrice pour fibre optique sur le support de l'optocoupleur, et en veillant à réduire la résistance série qui l'alimente, pour augmenter le courant à une valeur proche de 40 mA. Du coté du récepteur, aucun changement ne sera nécessaire pour une utilisation avec un phototransistor pour fibre optique. Celui-ci sera tout simplement inséré dans le bornier destiné à recevoir la paire torsadée (attention au sens).

Le récepteur utilise le même circuit pour faire la conversion fréquence/tension. Le RC4151 capte les impulsions préalablement mises en forme par l'étage transistor. A sa sortie, un amplificateur opérationnel monté en suiveur permet à l'utilisateur de tirer plusieurs milliampères au besoin et de protéger le RC4151 contre les court-circuits en sortie qui peuvent apparaître lors des branchements. Pour pouvoir suivre le signal de sortie du RC4151, cet A.O.P doit avoir un réglage d'offset permettant de régler au plus bas le seuil minimum de mesure. L'utilisation d'un CA3140 permet de descendre à seulement quelques millivolts et de fonctionner en monotension. La tension correspond à dix fois la mesure effectuée au bornes du shunt, et évolue donc entre 0 et 5 volts pour 0 à 500 A. La régulation par diode zener 15 V peut être inutile pour des montages ne fonctionnant pas en automobile. Par contre, dans cet environnement, il est nécessaire de protéger les circuits contre les surtensions qui apparaissent avec les défauts d'allumage et le démarrage.

RÉALISATION

Comme on peut le voir, la résistance montée en série avec la diode zener doit être suffisamment puissante. En effet, le montage nécessite une bonne trentaine de milliampères. Par conséquent, la marge de sécurité et le courant minimum permettant à la diode zener une bonne stabilisation de la tension sera de 50 mA. Valeur résistive et puissance sont fonction de la tension de fonctionnement. La résistance doit être R = (U-12)/0,050 (Ω). Sa puissance sera P = (U-12) x 0,050 (W).

Pour 90 volts on obtient R = 1560Ω et P = 3,9W, on choisira une résistance de

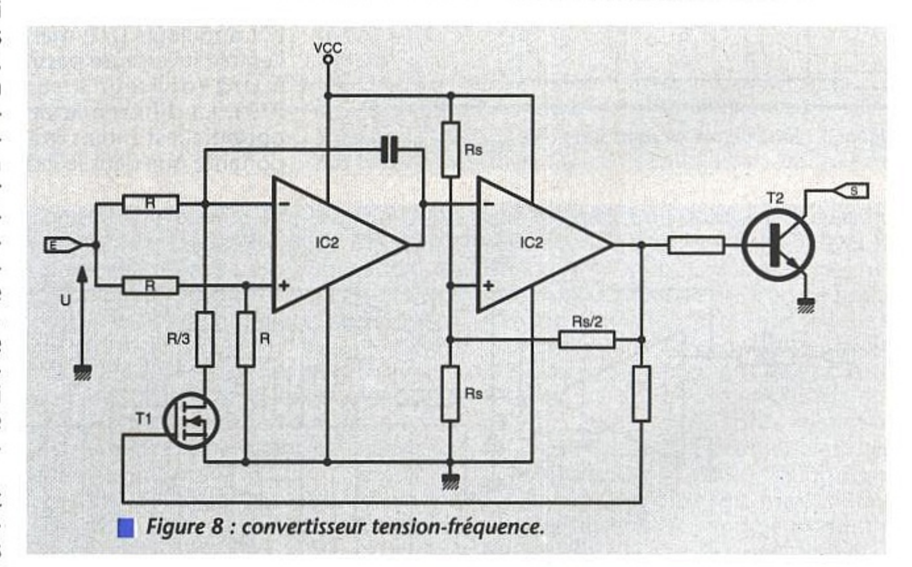


Figure 8 : convertisseur tension-fréquence.

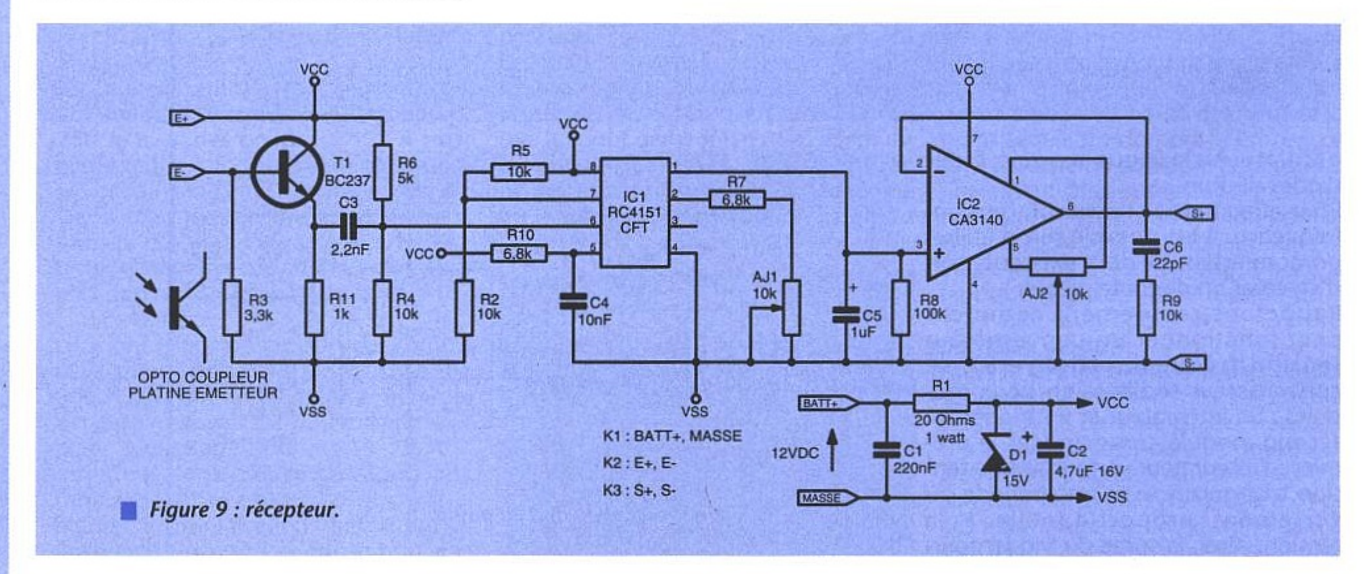


Figure 9 : récepteur.

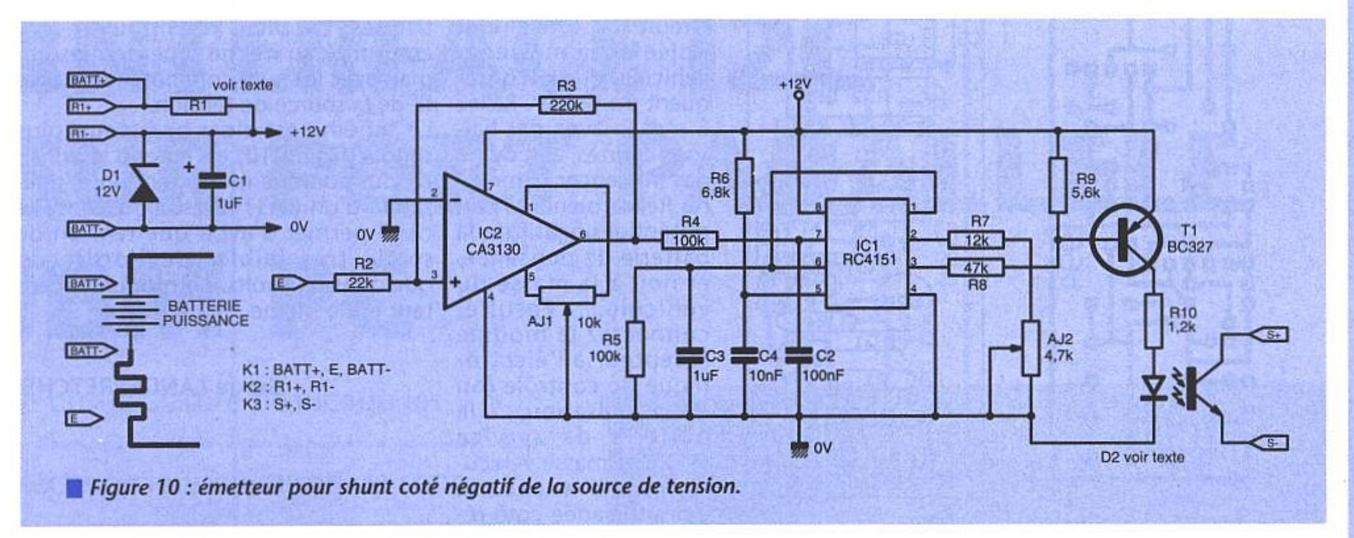


Figure 10 : émetteur pour shunt coté négatif de la source de tension.

1500Ω, 5W.
Pour 160V on obtient R = 2960Ω et P = 7,4W, on optera pour une résistance de 2200Ω, 10W.
L'utilisation d'un petit boîtier métallique permet d'utiliser des résistances à dissipateur thermique associé (résistance avec radiateur doré et fixations à vis). Sur ce type de résistances, le radiateur est isolé des bornes du dipôle résistif. Le boîtier comporte deux résistances de 10 W, afin de pouvoir se transférer aisément d'un véhicule à l'autre. La puissance de la diode zener est fixe quelque soit la tension d'utilisation : 12 x 0,050 = 0,6W. Une diode de 1,3W sera préférable, elle permettra le changement pour une liaison optique, auquel cas le courant minimum est de 80 mA.
L'ensemble émetteur et récepteur permet d'intégrer la mesure de courant de 5 à 500 A (shunt 1 mV/A) avec une très bonne précision. Si la gestion de la mesure est effectuée avec un microcontrôleur, le module récepteur est inutile. Il suffit d'ajouter une résistance de pull-up et un circuit de mise en forme à la sortie de l'optocoupleur. Le signal est alors de 1 kHz par volt, soit 1 kHz par 100 mV aux bornes du shunt. Il y aura certainement avantage alors à augmenter le rapport de conversion du RC4151 pour obtenir une fréquence plus élevée.

Procédure de réglage

La procédure de réglage est assez simple et s'effectue hors véhicule.
Dans un premier temps, alimentez le circuit récepteur sous 12 V continu et branchez un voltmètre aux bornes de sortie sans connecter la paire torsadée. Réglez alors l'offset de l'amplificateur opérationnel. Pour cela, positionnez l'ajustable de manière à obtenir une tension de plusieurs centaines de millivolts, puis vous baissez lentement jusqu'à ce que votre réglage n'influence plus la sortie. Revenez très légèrement en arrière, là où l'aiguille (l'afficheur) commence à bouger, et arrêtez. Normalement, la sortie devrait être entre 2 et 5 mV.
Dans un second temps alimentez le montage émetteur sous 15 volts avec une résistance de 60 ohms 1/4 watt que vous soudez «en volant» en parallèle sur la résistance de puissance (**figure 11**). Si vous ne disposez pas de 15 volts, effectuez le réglage avec une tension supérieure en veillant à calculer la résistance pour 50 mA. Reliez-les deux bornes destinées au shunt entre elles (à ne jamais faire si le montage est sur site !), afin de simuler une tension d'entrée nulle. Alimentez le récepteur sous 12 V et reliez-le à l'émetteur à l'aide de la paire torsadée en veillant à respecter la polarité. Connectez votre voltmètre au bornes de sortie du récepteur et réglez doucement l'offset du montage émetteur de manière à obtenir une tension nulle. Il faut maintenant passer au réglage des gains de chaque montage. Avant tout, préparez les deux résistances qui vont permettre de simuler la tension d'entrée. L'une d'entre elles sera de forte valeur (1kΩ), et l'autre sera choisie afin d'obtenir 500 mV à ses bornes une fois l'ensemble relié entre E +,E- et BAT- (figure 11). On calcule donc R = (0,500 x 1000)/15 soit R = 33,3 que l'on choisira à 33 ohms. Cette configuration permet d'avoir une faible impédance d'entrée.
Trois cas sont possibles :
- Vous disposez d'un générateur basse fréquence auquel cas vous effectuez le réglage suivant. Déconnectez la paire torsadée coté récepteur. Réglez votre G.B.F à 5 kHz avec une amplitude de 5 V. Connectez celui-ci à l'emplacement de la paire torsadée, en veillant à respecter la polarité. Toujours à l'aide de votre voltmètre connecté à la sortie, ajustez le gain du convertisseur du récepteur de manière à obtenir 5 volts en sortie. Reconnectez la paire torsadée. Connectez la résistance de 1kΩ entre E- et BAT-, et celle de 33 ohms

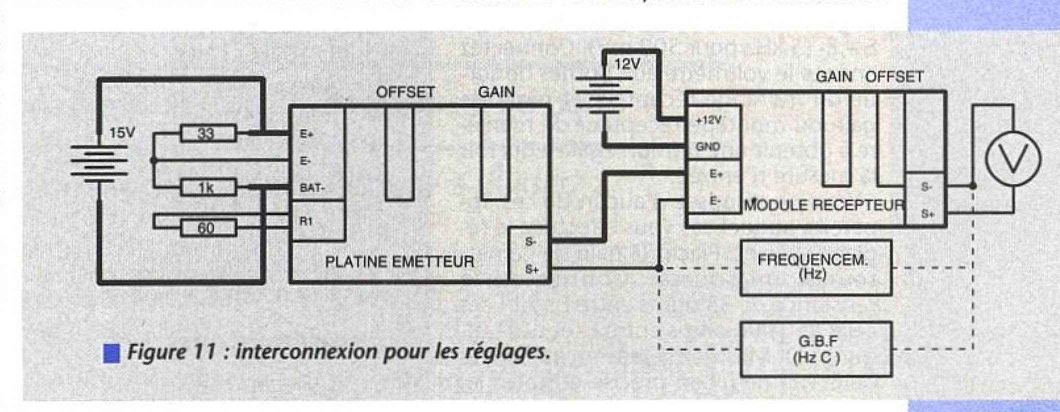


Figure 11 : interconnexion pour les réglages.

Figure 12 : CI émetteur.

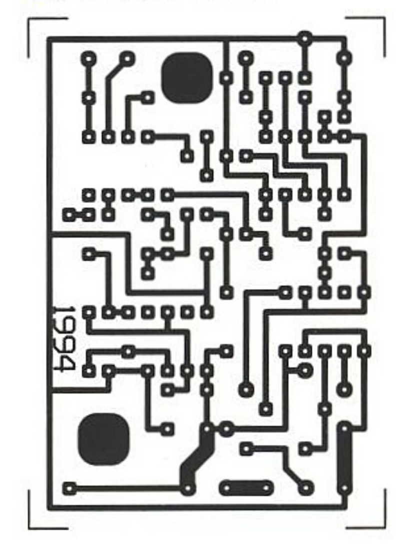
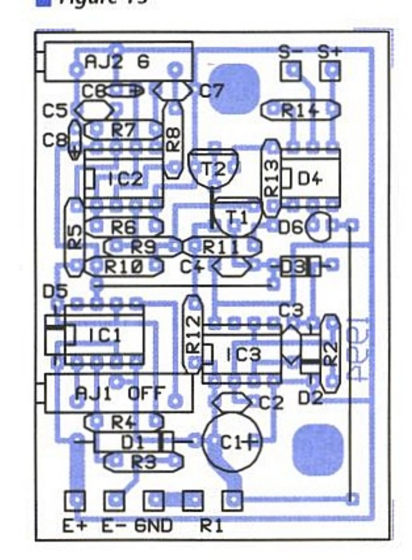
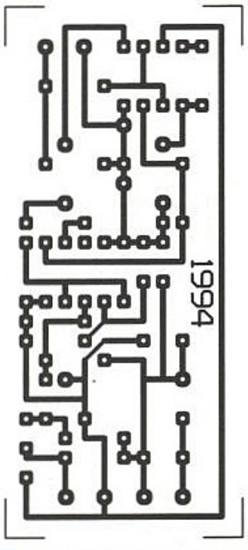
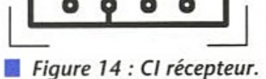


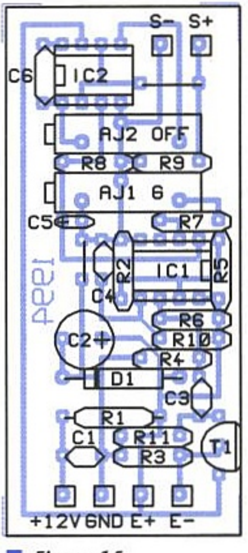
Figure 13







■ *Figure 14 : CI récepteur.*



■ *Figure 15*

entre E + et E- (figure 11). Mesurez de façon précise la tension entre E + et E- et notez cette mesure. Reportez votre voltmètre aux bornes de sortie du montage récepteur. Réglez doucement l'ajustable de gain de l'émetteur de manière à obtenir une tension dix fois plus grande que la mesure faite entre E + et E-.

- Vous disposez d'un fréquencemètre auquel cas vous effectuez le réglage suivant. Connectez la résistance de 33 ohms entre E + et E- et celle de 1000 ohms entre E- et BAT- (figure 11). Mesurez précisément la tension aux bornes de E+,E- et notez la, puis retirez votre voltmètre. Connectez votre fréquencemètre en parallèle sur la paire torsadée elle-même reliée au montage récepteur. Réglez doucement le gain du montage émetteur de manière à obtenir une fréquence «égale» à dix mille fois la mesure de E +,E- (5 kHz pour 500 mV). Connectez ensuite le voltmètre aux bornes de sortie du montage récepteur et réglez le gain du montage récepteur de manière à obtenir une tension égale à dix fois la mesure d'entrée.

- Vous ne disposez d'aucun de ces appareils, auquel cas vous effectuez le réglage suivant. Placez le gain de l'émetteur à mi-course. Connectez la résistance de 33 ohms entre E + et E- et celle de 1000 ohms entre E- et BAT- (figure 11). Mesurez la tension au bornes de E +,E- de façon précise et notez la. Connectez le voltmètre aux bornes de sortie du récepteur, et réglez lentement le gain de ce dernier afin d'obtenir une tension dix fois supérieure à la mesure E +,E-. Si vous n'y parvenez pas, positionnez l'ajustable de gain du récepteur à environ mi-course et faites le réglage du gain sur la platine émetteur. Cette procédure présente l'inconvénient de ne pas garantir la valeur de la fréquence, et par conséquent ne serait pas adaptée pour une application à microcontrôleur.

Bloquez ensuite les quatre ajustables (émetteur et récepteur) à l'aide d'une goutte de vernis.

Montage

On commencera par monter le module émetteur et la paire torsadée coté émetteur. Veillez à ce que la masse du circuit soit totalement isolée de la masse du véhicule, et par conséquent du boîtier. Reliez E + et E- avec des liaisons courtes, afin de ne pas influencer la mesure. Reliez bien BAT- au potentiel négatif de la batterie de puissance, et non à la masse du véhicule. Ensuite, connectez le module récepteur à l'électronique de contrôle (ou de visualisation), à la batterie de service (+12V et masse véhicule) puis branchez la paire torsadée coté récepteur. Lors des récupérations d'énergie, le shunt présente une tension inverse, mais la mesure coté récepteur reste à zéro.

Extension

Bien entendu, ce type de montage peut avoir d'autres applications que la mesure de courants de véhicules électriques. De plus, vous pouvez être confronté au même type de mesure, mais avec le shunt coté potentiel négatif de la source de tension.

Le schéma est alors beaucoup plus simple (**figure 10**) et reprend le principe du montage mono-tension. L'utilisation d'un CA3140 est alors conseillé car il permet d'avoir une tension de sortie très faible, de l'ordre de quelques millivolts. Le module récepteur est le même.

Serge LANDERRETCHE.

ADRESSES

Centre National E.D.F de Formation aux Véhicules Electriques
E.D.F-G.D.F Services Charentes Maritimes
14 rue Marcel-Paul
17021 La Rochelle cedex 1
Tél. : 46-68-36-36

NOMENCLATURE

EMETTEUR

Résistances :

R1 : voir texte
R2 : 15kΩ 1/4W
R3 : 22kΩ 1/4W
R4,R14 : 220kΩ 1/4W
R5,R6 : 100kΩ 1/4W
R7 : 6,8kΩ 1/4W
R8 : 12kΩ 1/4W
R9 : 47kΩ 1/4W
R10,R11 : 5,6kΩ 1/4W
R12 : 10kΩ 1/4W
R13 : 1,2kΩ 1/4W
AJ1 : ajus.hor.mul. 10kΩ
AJ2 : ajus.hor.mul. 4,7kΩ

Condensateurs :

C1 : 1µF chim 16V
C2 : 1nF MKT 63V
C3,C4,C5: 100nF MKT 63V
C6 : 1µF 35V tantale
C7 : 10nF MKT 63V
C8 : 1µF 35V tantale

Semi-conducteurs :

D1 : 12V 1,3W (BUZ85)
D2,D3 : AA119 (ou 1N4148)
D4 : TIL 111
D5 : LED 3mm
D6 : 1N4148
T1,T2 : BC327 (pnp)

Circuits intégrés :

C1 : LM741 (UA741)
C2 : RC4151
C3 : NE555CP (ou TLC555)

Divers :

K1 : Bornier 3 points
K2,K3 : Bornier 2 points
Boitier métallique

RECEPTEUR

Résistances :

R1 : voir texte
R2,R4,R5: 10kΩ 1/4W
R3 : 3,3kΩ 1/4W
R6 : 5,1kΩ 1/4W
R7 : 6,8kΩ 1/4W
R8 : 100kΩ 1/4W
R9 : 10kΩ 1/4W
R10 : 68kΩ 1/4W
R11 : 1kΩ 1/4W

Condensateurs :

C1 : 220nF MKT 63V
C2 : 4,7µF 16V
C3 : 2,2nF MKT 63V
C4 : 10nF MKT 63V
C5 : 1µF 35V tantale
C6 : 180pF céramique

Semi-conducteurs :

T1 : BC237 (npn)
D1 : 15V 1,3W (BUZ85)

Circuits intégrés :

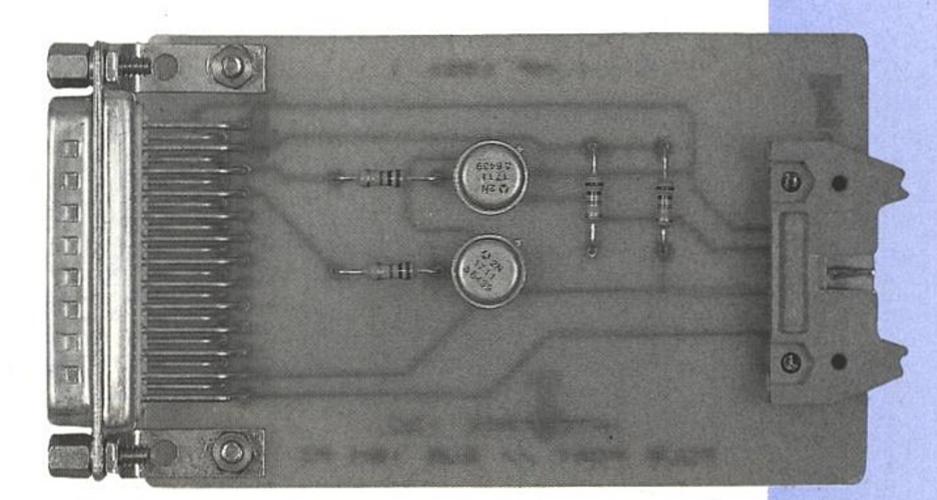
C1 : RC4151
C2 : CA3140

Divers :

K1,K2,K3 : Bornier 2 points



INTERFACE I2C SUR PORT PARALLÈLE IBM PC



Le bus I2C attire beaucoup les électroniciens en raison de son apparente simplicité de mise en oeuvre. Il n'empêche que la programmation des modules qui se connectent à un bus I2C n'est pas toujours aussi simple. On est souvent tenté de réaliser des tests sur un coin de table pour se faire une idée sur la façon dont réagit un sous-ensemble dédié au bus I2C. Mais réaliser un programme en assembleur, juste pour faire quelques tests, est quelque peu contraignant. Le module que nous vous proposons ce mois-ci permet de prendre le contrôle d'un bus I2C au travers d'un port parallèle d'imprimante à l'aide d'un programme ultra simple à utiliser.

Schéma

Le schéma du convertisseur est déroutant de simplicité (voir **figure 1**). C'est le programme destiné au PC qui se chargera de tout. Pour cette raison il n'est pas nécessaire de gérer les signaux habituellement utilisés pour le dialogue avec une imprimante (comme par exemple les signaux STROBE et ACK).

Il suffit de transformer les sorties du port imprimante en sorties à collecteurs ouverts pour respecter la configuration nécessaire au bus I2C.

Le bit 0 du registre de sortie de l'imprimante est utilisé pour fournir l'état haut de référence pour les signaux SDA et SCL via les résistances de rappel R3 et R4. Le programme se chargera de maintenir en permanence le bit 0 du registre de sortie à l'état haut.

Le bit 1 du registre de sortie de l'imprimante commande le transistor T2, lequel contrôle l'état de la ligne SDA, tandis que le bit 2 commande le transistor T1, lequel contrôle l'état de la ligne SCL.

Il est à noter que les signaux issus du port imprimante subissent une inversion de niveau en raison des transistors.

Mais c'est au logiciel d'en tenir compte. Pour relire l'état des lignes SDA et SCL, il sera utilisé les entrées des signaux PEMPTY et SELECT du port imprimante.

Le programme fourni avec ce convertisseur ne permet pas à plusieurs maîtres de prendre le contrôle du bus I2C en même temps. Le convertisseur que nous vous proposons est essentiellement prévu pour effectuer des tests de modules et non pour vérifier ce qui se passe sur le bus I2C.

Pour cette raison il n'est pas indispensable de pouvoir contrôler l'état de la ligne SCL. Mais si vous tenez a écrire vous-même un programme qui permette au convertisseur de fonctionner en mode multi-masters (bon courage !) le circuit imprimé ne subira aucun changement.

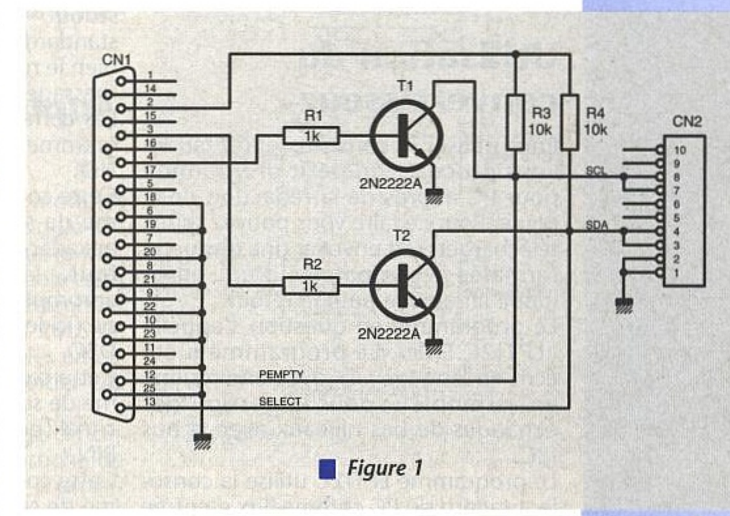
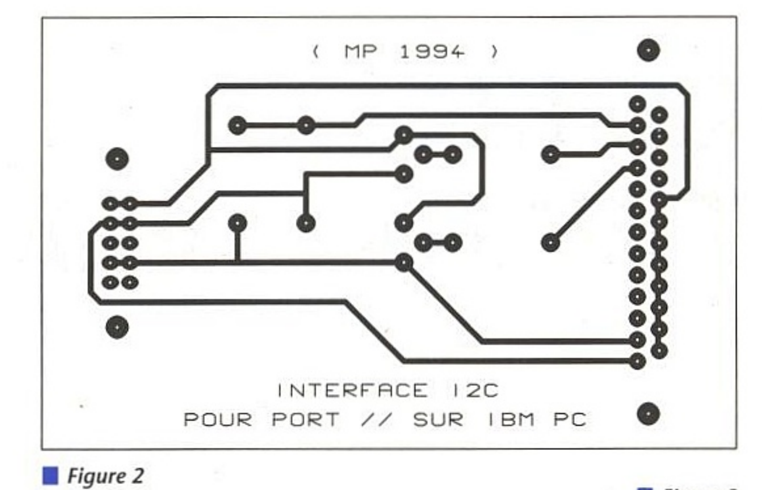


Figure 1

RÉALISATION

Le circuit imprimé de cette réalisation est on ne peut plus simple (**figures 2** et **3**). La connectique retenue par l'auteur correspond à ses besoins personnels. Vous jugerez peut-être plus utile de





■ *Figure 2*

■ *Figure 3*

remplacer le connecteur de sortie par un modèle plus approprié à vos besoins. Procurez vous les connecteurs avant de réaliser le circuit pour étudier comment adapter l'implantation à vos mesures.
Le connecteur CN1 est un connecteur DB25 point mâle, de sorte qu'il peut se monter directement sur le connecteur de sortie de votre PC si la place en face arrière le permet. Sinon il faudra vous fabriquer une petite rallonge, mais vu le nombre de signaux à raccorder, ce ne devrait pas être bien long (cela n'a rien voir avec un câble complet nécessaire pour une imprimante).

Utilisation du convertisseur

Pour utiliser le convertisseur il faudra vous procurer un petit programme pour PC auprès de la rédaction de la revue. Pour ce faire vous pouvez soit le télécharger, soit envoyer une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe affranchie pour le retour.
Le programme en question s'appelle «LPTI2C.EXE». Le programme a été écrit en langage «C» avec une routine en assembleur pour la gestion des échanges de bas niveaux avec le bus I2C.
Le programme LPTI2C utilise la console standard du PC comme flux d'entrée et de sortie. Vous pouvez donc utiliser les indirections prévues par le DOS pour automatiser l'utilisation du programme dans des fichiers de commandes. Cela est très pratique lorsque l'on souhaite lancer souvent les mêmes commandes. De plus vous pourrez aussi utiliser la touche de fonction F3 pour rappeler la dernière saisie effectuée au clavier, ce qui est bien pratique.
La syntaxe d'appel du programme est la suivante :
LPTI2C /LPTx /Sxx <stdin >stdout
Tous les paramètres de la ligne de commande sont optionnels.
/LPTx - correspond au port imprimante à utiliser = LPT1 à LPT3 (LPT1 par défaut)
/Sxx - correspond à la vitesse d'horloge du PC (33MHz par défaut)
stdin - correspond au flux d'entrée standard (le clavier par défaut ou le nom d'un fichier contenant les commandes)
stdout - correspond au flux de sortie standard (l'écran du PC par défaut ou bien le nom d'un fichier qui recevra les messages issus du programme)
Les commandes acceptées par le programme sont les suivantes :
HEX
Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format hexadécimal. Il s'agit du mode par défaut. Le programme affiche un «prompt» qui rappelle le mode de saisie (ici le prompt sera «HEX>»)
DEC
Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format décimal (prompt «DEC»).
BIN
Cette commande indique au programme de saisir les nombres au format Binaire (prompt «BIN>»).
IOADDR xx
Cette commande sélectionne l'adresse qui sera demandée sur le bus I2C. Le nombre xx sera interprété par le programme en fonction du mode de saisie actif (voir le prompt). Si le paramètre xx est omis, le programme rappelle quelle adresse est actuellement active (IOADDR = 0 par défaut, à la mise en route du programme). La valeur «xx» ne doit pas être suivi d'un caractère espace. L'espace entre IOADDR et «xx» est facultatif.
W xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx
Cette commande écrit les valeurs «xx» sur le bus I2C à l'adresse contenue dans la variable IOADDR. Les valeurs «xx» seront interprétées par le programme en fonction du mode de saisie actif. Les valeurs sont séparées par un ou plusieurs caractères espaces. Le caractère «TAB» n'est pas reconnu comme séparateur par le programme. La dernière valeur ne doit pas être suivie d'un caractère espace. L'espace après «W» est facultatif, mais il est indispensable entre chaque valeur.
R xx
Cette commande demande «xx» lectures sur le bus I2C à l'adresse contenue dans la variable IOADDR. Le résultat de la lecture est affiché à la fois en décimal, en hexadécimal et en binaire, à raison d'une ligne de message par valeur. L'espace après «R» est facultatif.
W xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx xx R xx
Cette commande enchaîne les commandes d'écriture et de lecture.
DELAY xx
Cette commande introduit un temps d'attente (utile seulement dans le cas d'une redirection du flux d'entrée standard). L'espace après «DELAY» est facultatif.
EXIT
Cette commande met fin à l'exécution du programme. Dans le cas d'une redirection du flux d'entrée standard, la fin du fichier provoque le même résultat que la commande EXIT. Il n'est donc pas absolument nécessaire d'inclure la commande EXIT dans vos fichiers de commandes, si ce n'est pour ignorer les lignes qui suivent. Toutes les lignes qui commencent par le caractère «;» sont considérées comme un commentaire.
Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter beaucoup de plaisir à utiliser ce petit outil particulièrement économique qui devrait vous aider à mettre facilement au point vos applications destinées au bus I2C.

Pascal MORIN.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R2 : 1KΩ 1/4W
R3, R4 : 10KΩ 1/4W

Semi-conducteurs :

T1, T2 : 2N2222A ou 2N1711

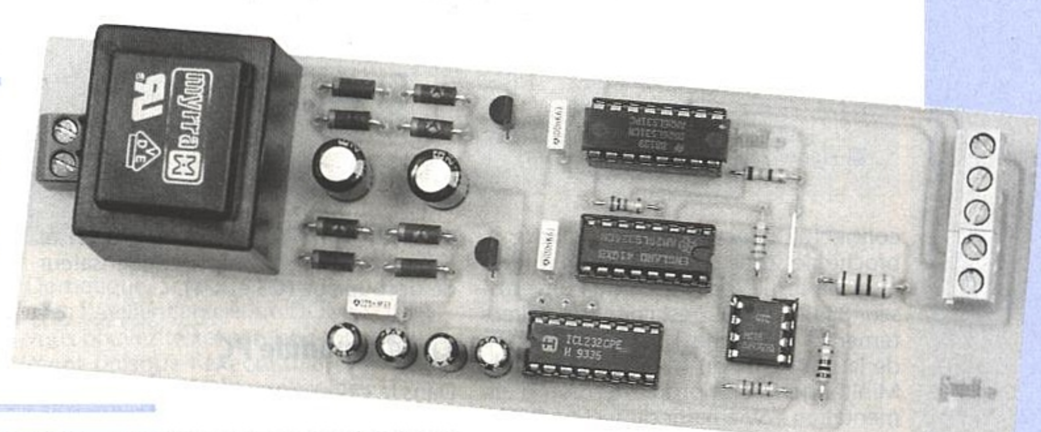
Divers :

CN1 : connecteur DB 25 points, mâle, coudé, à souder sur CI.
CN2 : connecteur série HE10, 10 points, mâle, coudé à souder sur CI.



Domesticus : interface de liaison PC - Minitel RS422

Avec ce nouveau montage, nous interfaçons le Minitel sur le système Domotique, pour permettre grâce à l'Atelier Domotique de DOMESTICUS une véritable petite supervision (visualisation de toutes les variables crées) locale. Dans le cas d'une installation Domotique avec le système DOMESTICUS, l'unité de contrôle (le PC) peut être placée dans un endroit moyennement accessible (placard, garage, ou pièce annexe). Si vous désirez visualiser l'état de certaines variables, ou paramétrer des horloges, l'écran/clavier du PC ne sont pas pratiques.



Nous avons ainsi préféré utiliser le minitel (objet très répandu dans toutes les foyers) qui, lui, est généralement placé à un endroit privilégié : à coté du téléphone, ou sur un bureau.
La liaison entre le PC et le minitel peut ainsi devenir très longue, une connexion par RS232 traditionnelle est alors à exclure ; nous avons opté pour une liaison RS422 opto-isolée.

Caractéristiques de cette liaison

Cette laison PC- Minitel par RS422 a été concue de façon modulaire : un module PC - RS422, et un module RS422 - Minitel.
Ainsi elle n'est pas exclusivement réservée pour un usage PC - Minitel. Vous pouvez alors à votre guise relier à l'aide de ces modules :
- un PC et un Minitel
- un PC et un autre PC
- un Minitel et un autre Minitel

La **figure 1** montre les différentes connexions possibles.
Comme la liaison RS422 présente une bonne immunité aux parasites, et les liaisons à l'intérieur d'une maison ne sont pas gigantesques, la liaison physique entre deux modules pourra être effectuée à l'aide d'un simple fil téléphonique à deux paires sans blindage (pratique pour câbler dans une maison).

Schéma électronique des modules

Le schéma électronique des modules est donné **figure 2** pour le module Minitel - RS422, et **figure 3** pour le module PC - RS422. Les pièces maîtresses de ces modules sont les émetteurs et récepteurs RS422 : 26LS31 et 26LS32. Ces circuits sont des quadruples émetteurs/récepteurs RS422 en boitier DIL 16 broches.
La **figure 4** donne le brochage du circuit émetteur 26LS31. Une broche de validation permet de porter à un niveau 3 états les sorties différentielles des buffers.
Dans notre application, nous n'utiliserons qu'un émetteur et un récepteur par circuit intégré. Les émetteurs disposent à leurs broches de sortie le signal de tension differentielle (signal «+» broche 2 et signal «-» broche 3). Les récepteurs récupèrent ce signal par deux entrées différentielles (entrée «+» broche 2 et entrée «-» broche 1) au travers d'une résistance de shunt de 120Ω. Le reste des schémas électriques des modules est légèrement différent.

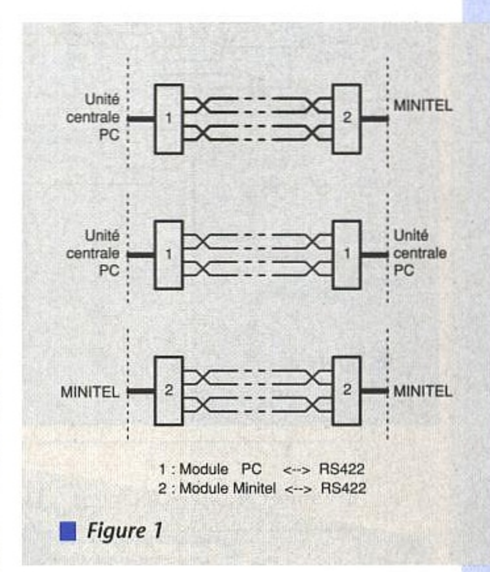


Figure 1

Cas du module Minitel

La connexion avec un Minitel est des plus simples possibles. L'entrée (broche 1) du convertisseur TTL-RS422 IC1 est



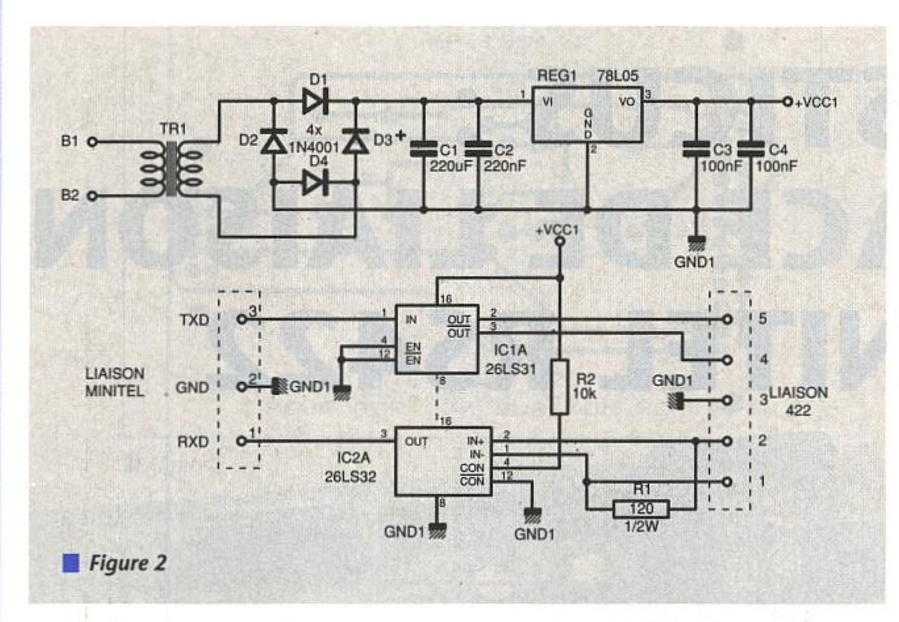


Figure 2

connectée directement à la broche 3, broche de sortie de la prise DIN du Minitel. La sortie (broche 3) du convertisseur RS422-TTL IC2 est connectée directement à la broche 1, broche d'entrée de la prise DIN du Minitel. Le module Minitel génère sa propre tension d'alimentation +5V à partir du secteur 220V, par un ensemble traditionnel : transformateur, pont de diodes, filtrage, et régulation par un régulateur à faible courant Reg1 (un 78L05). Les circuits IC1 et IC2 possèdent leur propre condensateur de découplage (C3 et C4).

Cas du module PC

Dans le cas du module PC, la liaison est opto-isolée par le circuit IC5 (double optocoupleur). Après l'isolation, les entrées et sorties de l'optocoupleur attaquent directement un circuit intégré de conversion TTL-RS232 IC6, qui n'est autre que le célèbre MAX 232, au travers d'une résistance de rappel (R6), et d'une résistance de polarisation (R5). Les entrée et sortie au niveau RS232 du circuit IC6 ont été baptisées Rx et Tx. La **figure 5** donne le brochage en fonction du choix du connecteur que vous aurez effectué (connecteur SubD 9 points ou connecteur SubD 25 points). L'alimentation générée par le module PC est double +Vcc2 et +Vcc3 de chaque coté de l'optocoupleur. Les tensions d'alimentation sont générées de la même façon que pour le module Minitel : transformateur 220V-6V, pont de diodes, filtrage, régulateur à courant faible (100mA au maximum) 78L05.

IMPLANTATION DES MODULES

Tous les composants (y compris les transformateurs) sont implantés sur les 2 circuits imprimés. La connexion à la liaison RS 422 s'effectue par un bornier à vis. Vous pouvez remarquer que nous avons ressorti la masse sur la borne centrale de ces borniers, pour vous laisser la possibilité si vous le désirez de

Figure 3

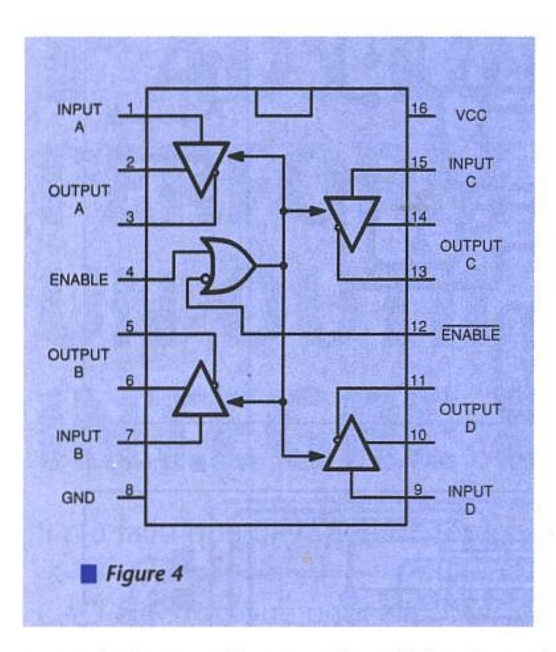


Figure 4

raccorder la tresse de masse d'un câble à 2 paires blindées. La connexion à la fiche DIN (pour le module Minitel) et à la SubD (pour le module PC) s'effectue en soudant les fils directement sur le circuit imprimé. La figure 5 vous rappelle le brochage de la fiche DIN du Minitel, et celui des SubD 9 et 25 points pour la liaison au PC.

Liaison entre les modules

La **figure 6** donne la liaison à effectuer entre les différentes bornes pour raccorder les modules dans les cas suivants :
- Liaison PC-Minitel
- Liaison Minitel-Minitel
- Liaison PC-PC

Retour sur l'utilisation de l'interface avec DOMESTICUS

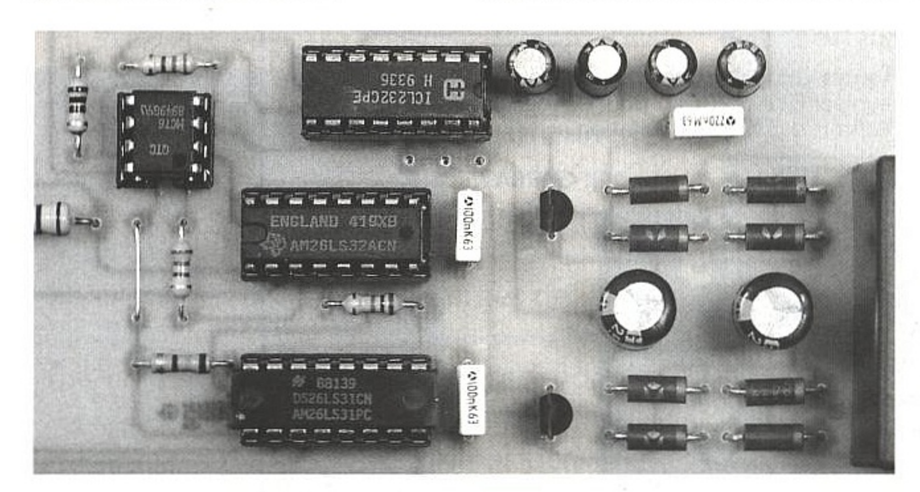
Vous voici en présence d'une interface à usage multiple, mais qui vous sera indispensable pour votre installation Domotique. Si vous reliez cette interface avec l'Atelier Logiciel de DOMESTICUS, vous pouvez tester son bon fonctionnement puisque l'éxecutable envoie un message sur la COM configurée.
La version 1.31 vous permet de créer des écrans Minitel à l'aide d'un éditeur spécifique, pour visualiser les états de chacune de vos variables d'entrées/sor-

Brochage de la prise DIN du minitel
1 - Rx D
2 - masse
3 - Tx D

Brochage de la Sub D 25 points
3 - Tx
2 - Rx
7 - masse
4
5
6
8
20

Brochage de la Sub D 9 points
2 - Tx
3 - Rx
5 - masse
7
8
1
4
6

Figure 5 : brochage des connecteurs.



PC	5	4	3	2	1
Minitel	2	1	3	4	5

PC	5	4	3	2	1
PC	1	2	3	4	5

Minitel	5	4	3	2	1
Minitel	2	1	3	5	4

Figure 6 : les connexions à faire selon le type de liaison.

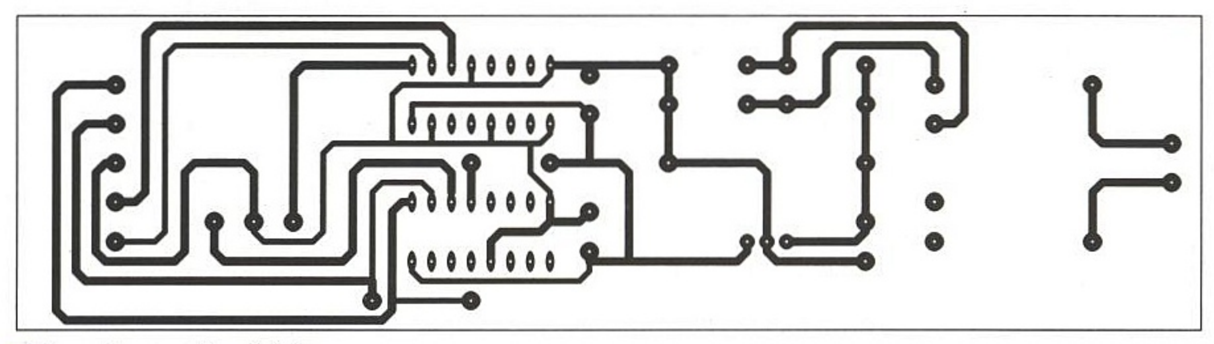
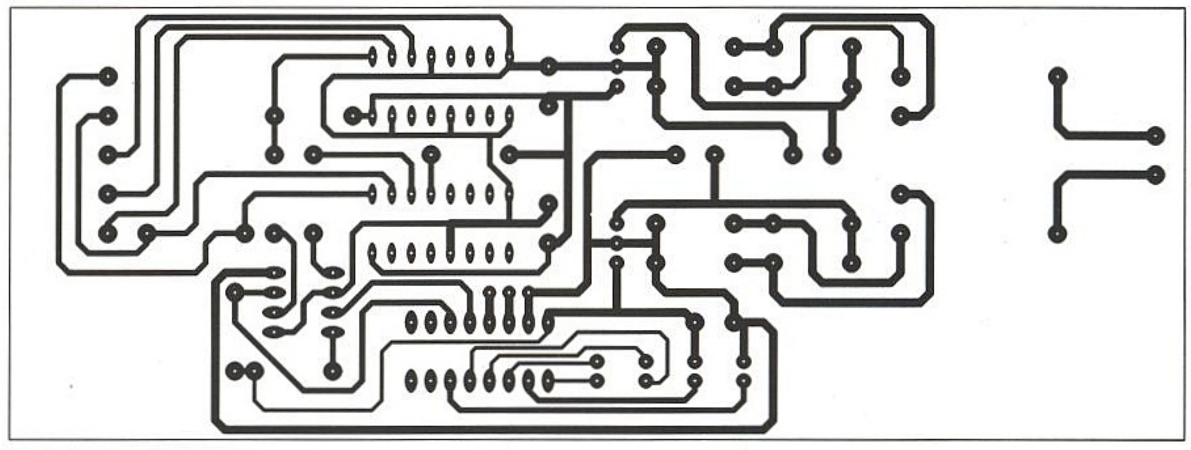


Figure 7 a : module minitel.

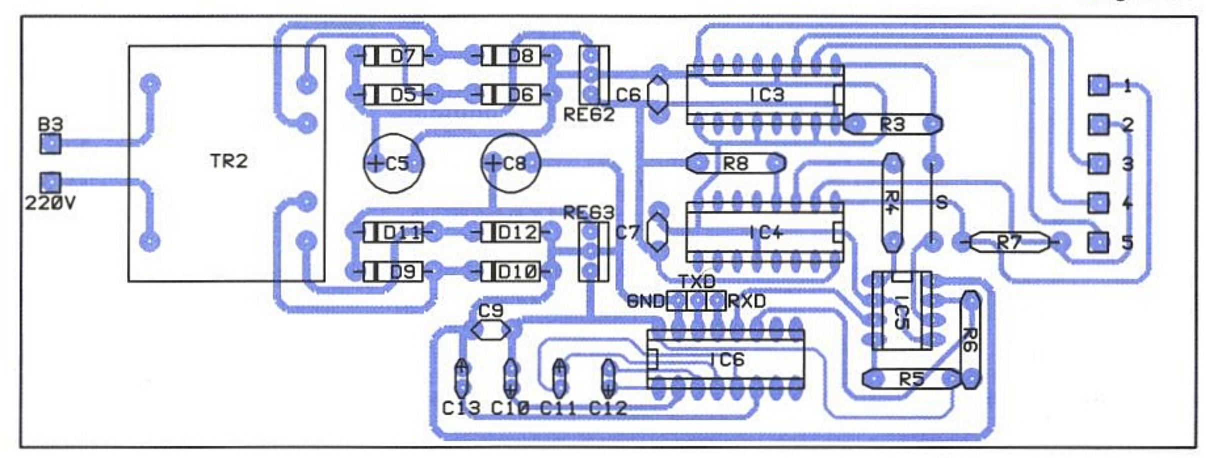
Figure 7 b





■ *Figure 8 a : module PC.*

■ *Figure 8 b*



ties, afficher des messages préprogrammés ou les défauts de fonctionnement de votre installation. Vous pouvez toujours nous laisser vos messages ou commentaires sur le serveur Minitel, toutes vos remarques serviront à faire évoluer DOMESTICUS pour un meilleur confort dans votre habitation.

J. GARBAY.

NOMENCLATURE

Résistances

R1, R7 : 120Ω 1/2W
R2, R8 : 10 kΩ
R3 : 2,7 kΩ
R4, R5 : 330Ω
R6 : 1 kΩ

Condensateurs

C1 : 220µF 25V axial
C2,C9 : 220nF
C3, C6, C7 : 100 nF
C5, C8 : 220µF 25V radial
C10 à C13 : 10µF 63V radial

Circuits intégrés

IC1,IC3 : 26LS31
IC2, IC4 : 26LS32
IC5 : MCT6 ou équivalent
IC6 : MAX 232
Reg1, Reg2, Reg3 : 78L05

Divers

TR1 : Transformateur 220V - 2 x 6V 1,8 VA
TR2 : Transformateur 220V - 2 x 6V 2,5 VA
D1 à D12 : Diodes 1N4001
B1, B3 : Bornes à vis au pas de 5,08mm (2 bornes)
B2, B4 : Bornes à vis au pas de 5,08mm (5 bornes)
5 supports lyre 16 broches
1 support lyre 8 broches



PADS LOGIC + PERFORM/ WORK UN OUTIL PROFESSIONNEL INTÉGRÉ DE CAO

Il n'a fallu que bien peu de temps à la CAO électronique pour disposer de ses classiques ; ceux-ci ont chacun leurs zélés partisans, guidés d'ailleurs et c'est bien normal, plus par leurs habitudes que par une franche objectivité. Deux écoles s'affrontent. A la première, appartiennent les logiciels développés dès l'origine pour l'univers P.C. avec les contraintes de mémoire que l'on connaît ; la seconde est représentée par les programmes dérivés d'outils tournant sur plates-formes spécialisées ; largement émasculés, nombreux sont ceux qui ont souffert de l'espace restreint qui leur était proposé.

L'arrivée des 386 et 486 , l'éclatement de la barrière des 640 Ko et l'environnement M.S. WINDOWS ont bien entendu bouleversé les données du problème ; les programmes du premier groupe se heurtent à des difficultés de compatibilité ascendante, et ceux du second font en général preuve d'une gourmandise effrénée en mémoire vive.
PADS appartient au deuxième type. Autant le dire tout de suite, cet outil sera réservé à une machine performante, exclusive, à laquelle on ajoutera éventuellement un simulateur.
Encore raisonnable sous DOS dans ses besoins en RAM, son appétit devient carrément féroce sous WINDOWS ; il s'agit donc bien d'un produit hautement professionnel, qui trouvera naturellement sa place dans un bureau de recherches et développements, ou d'études à la production.

Où il n'est pas question d'avoir la mémoire qui flanche

L'ensemble des logiciels s'installe sur un P.C. 386 ou 486 et occupe environ 15 Mo d'espace sur le disque dur ; la présence d'un coprocesseur n'est pas indispensable, mais l'absence de ce dernier sera précisée dans SYSTEM.INI de WINDOWS si l'on choisit cette option. Il faut disposer d'un DOS supérieur ou égal à la version 3.3 et d'une carte graphique EGA au minimum. La souris, indispensable, sera compatible MICROSOFT, MOUSE SYSTEM, LOGITECH ou NUMONICS ; une souris trois boutons apportera un plus grand confort d'utilisation. Sous DOS, l'utilisateur peut espérer travailler avec huit Mo de RAM, toutefois, seize Mo sont fortement recommandés ; pour profiter de l'environnement WINDOWS et des facilités offertes par la release 3.1, ainsi que des jolies icônes proposées par PADS, il faut impérativement prévoir seize Mo minimum, et pour une optimisation du système, trente deux (ou plus) Mo. Les pirates se heurteront à une clé à placer sur le port parallèle ; la présence de cette dernière, qui semble ne pas apprécier la compagnie de ses congénères, est à peine justifiée compte tenu des impératifs de fonctionnement des programmes. Les deux versions, DOS et WINDOWS sont



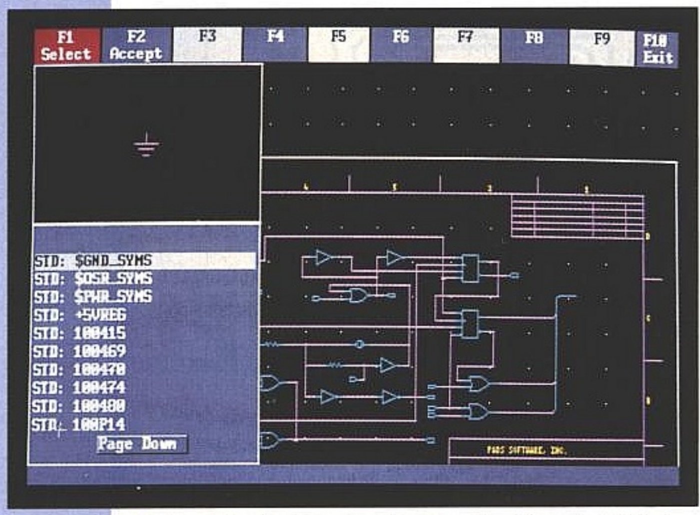


Figure 1 : Pads Logic. Sélection d'un élément. Celui-ci apparaît dans une fenêtre spécifique.

Figure 2 : Les composants sont numérotés automatiquement à mesure de l'évolution du schéma. Ils sont accompagnés de leur boîtier.

fournies simultanément ; il est bien entendu possible d'installer les deux sur un même ordinateur, mais ceci devra faire l'objet de deux installations successives. L'environnement WINDOWS autorise le fonctionnement multitâches, et la présence sur le tableau de bord de quelques icônes facilite la prise en mains.

PADS Logic et PADS Perform utilisent le même interface utilisateur et la même zone de travail. En haut et à gauche de l'écran se trouve une fenêtre d'informations générales, à droite, les coordonnées du curseur, et, entre les deux les menus de commandes ; l'espace de travail est représenté par une grille de points blancs, paramètrable, dont les divisions ne sont pas forcément égales à la grille de travail du système sur laquelle les éléments sont saisis. Enfin, en bas à droite de l'écran, un aplat permet de situer la partie du dessin en cours de création à l'intérieur de la feuille toute entière.

L'ensemble des commandes s'effectue au moyen de la souris et du pavé numérique qui doit être désactivé, du moins pour la partie saisie de schéma ; le PCB fait appel à un certain nombre de touches suppémentaires. Quelques heures d'entrainement suffisent à l'acquisition des automatismes indispensables. Le débutant trouvera une aide précieuse dans la série d'exercices et d'exemples proposés par PADS ; il lui est vivement conseiller de les étudier avec attention et assiduité avant de se précipiter sur le téléphone le plus proche.

PADS-Logic dispose d'une saisie des composants avec numérotation des repères et des contacts ainsi que d'une mise en boîtiers automatiques. Un environnement intelligent lui permet de reconnaitre les éléments associés à un composant ; la suppression ou le déplacement d'un composant entrainera la suppression ou le déplacement des liaisons, connexions, bus qui lui étaient joints. Il est possible de gérer des groupes de composants à l'intérieur d'un dessin pour réemploi dans un autre schéma.

PADS Logic génère des netlists pour une feuille ou une organisation hiérarchique. Ces netlists sont au format ASCII, et peuvent donc être retravaillées au clavier sous n'importe quel éditeur de texte.

Le placement à la carte

PADS Perform/Works, accepte outre les netlists générées par PADS Logic, les netlists au format FUTURENET. Le logiciel suppose un paramétrage initial afin d'attribuer des couleurs aux différents éléments du circuit, de redéfinir la taille des pastilles des composants si nécessaire, de choisir les unités de travail, de préciser le mode de remplissage des zones de cuivre ; il faut aussi fixer les isolements et sélectionner les

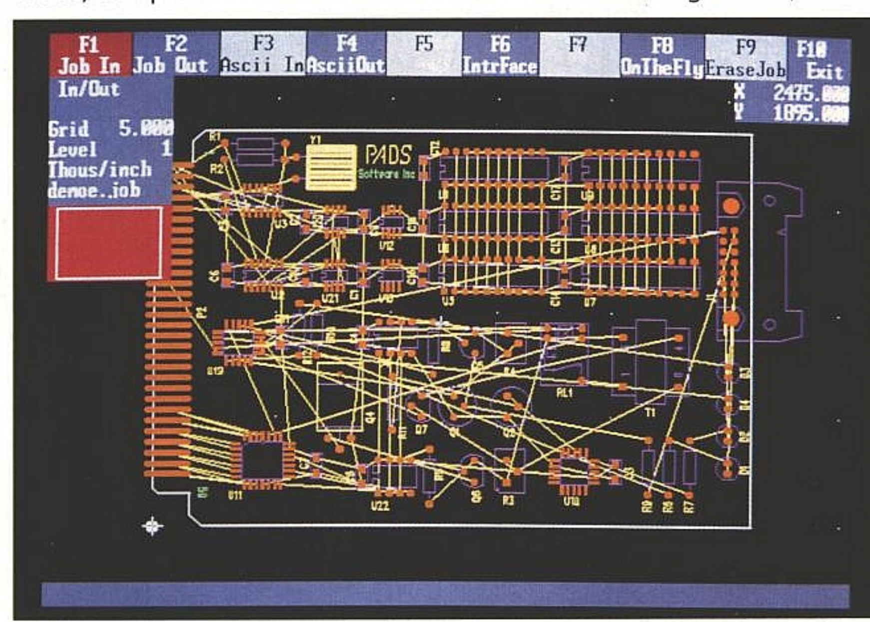
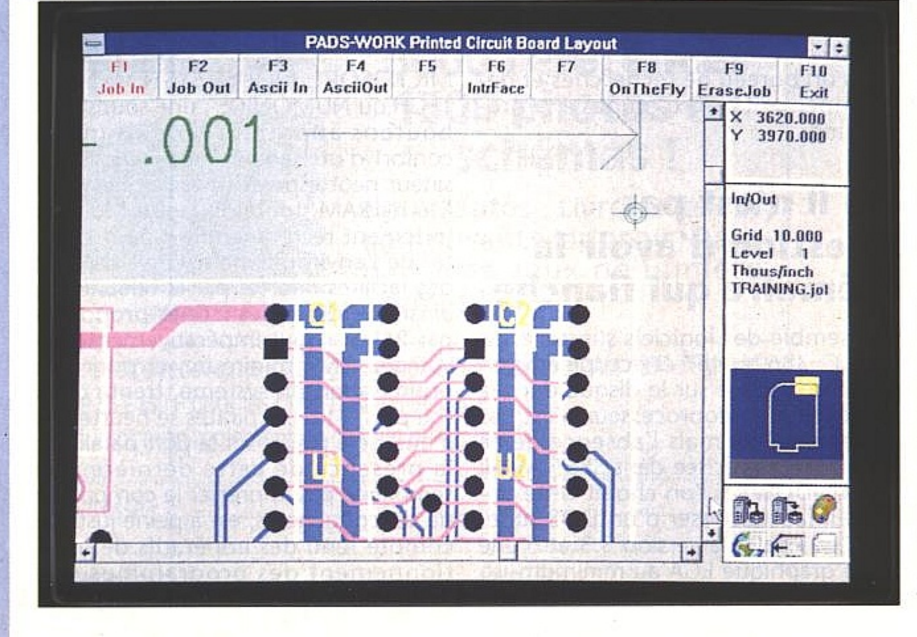


Figure 3 : PCB. Dessin du contour de la carte puis placement manuel des éléments fixes. Les autres composants peuvent être confiés au logiciel qui les placera en fonction d'une grille à établir.

Figure 4 : PCB. La petite fenêtre en bas à droite permet, à tout moment, de situer la partie de dessin agrandie sur laquelle on travaille.



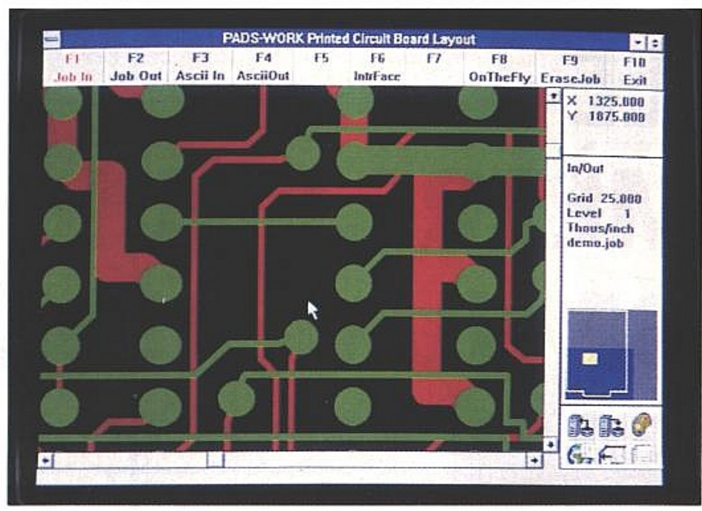


Figure 5 : Le routeur fait la distinction entre les pistes signaux et alimentations.

signaux à router. l'opération suivante consistera à dessiner le contour du circuit ; toutes les formes sont autorisées, les outils permettant de les obtenir sont bien adaptés. L'importation de la netlist provoque, comme souvent, l'empilement des composants au point d'origine du dessin. Le placement peut se faire à la main ou de façon automatique selon une matrice à définir. Le logiciel sait répartir les composants sur l'une ou l'autre face d'un circuit, à condition bien sûr que cela lui ait été spécifié. Il est possible d'optimiser le placement des composants, afin de réduire les longueurs de pistes, par permutation des portes logiques par exemple. Ces modifications sont enregistrées dans un fichier destiné à réannoter par la suite le schéma original.

Le logiciel propose un ensemble de fonctionnalités remarquables pour le routage manuel des connexions : pistes courbes, mitres, routage orienté équipotentielle, copie et suivi de piste. Il dispose d'autre part de deux types de routeurs automatiques. Le routeur de base est de technologie RipUp & Retry, c'est à dire à remise en cause ; le second est de technologie Push and Shove autrement dit à déplacement dynamique des pistes.

La réalisation des zones de cuivre est intéressante ; les surfaces peuvent être pleines ou hachurées et être éditées à postériori. Notons que PADS Perform peut traiter jusqu'à 30 couches.

Un menu de contrôle d'erreur, outre les isolements, vérifie les règles de parallèlisme, stub et boucles entre les signaux pour les circuits à haute vitesse. Ajoutons, qu'une sauvegarde automatique intervient toutes les cinq minutes, les habitués du dessin assisté apprécieront.

Les bibliothèques livrées sont riches de quelques quatre mille composants et divisées en trois groupes, dont une bibliothèque usager.

PLM informatique distribue une version d'évaluation de ces logiciels sous le nom de TEST-DRIVE. Le programme est intégralement opérationnel, seul le nombre des composants à implanter est limité. Cet outil est livré avec manuel et exemples ; il permet non seulement de juger efficacement des possibilités du produit, mais aussi d'effectuer une réelle prise en mains d'un outil performant, mais fatalement complexe.

PADS est distribué par :
PLM Informatique
Ariel Building Center
2 à 24 av. H. Barbusse
93013 Bobigny Cedex
Tél. : (1) 48.91.80.70

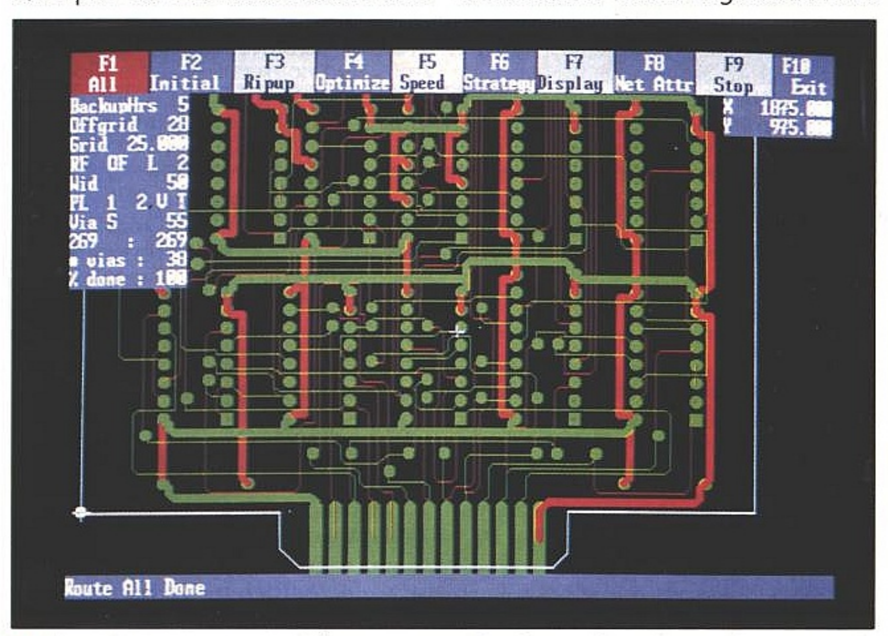
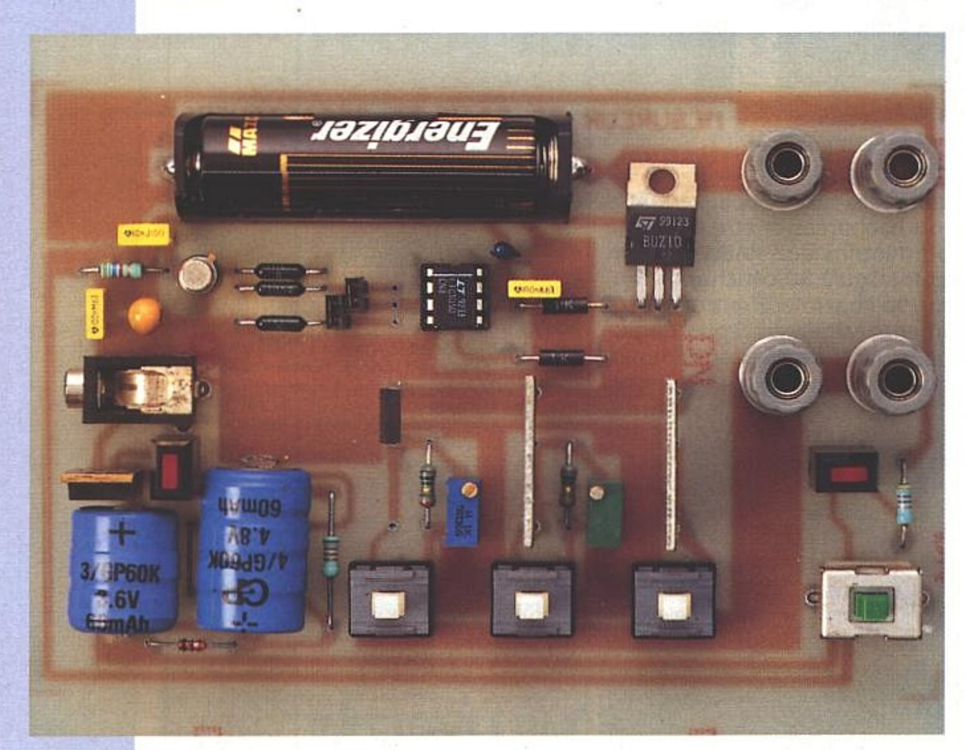


Figure 6 : La carte est terminée. Le routage, selon le type de machine et l'importance du circuit, peut prendre quelques heures.



UN MODULE MILLIOHMMÈTRE POUR MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE



La majorité des multimètres numériques dispose de la fonction ohmmètre mais la gamme la plus basse est rarement inférieure à 100 ohms et ne permet donc pas de connaître précisément la valeur des très faibles résistances, inférieures à l'ohm. Il existe des RLC-mètres autorisant de telles manipulations, mais le prix de ces appareils est très élevé. Le circuit présenté dans cet article permettra d'accroître considérablement les possibilités du multimètre numérique puisque la mesure de résistances aussi faibles que quelques centaines de μohms pourra être effectuée.

Le petit appareil présenté dans les lignes qui suivent permettra, outre la mesure des résistances utilisées dans les montages électroniques, la mesure précise des bobines de moteurs, des fils de câblage, des pertes d'inductances pour courant élevé ou des cordons de mesure.
Le principe de fonctionnement du circuit est simple. Il applique un courant de 10mA, 100mA ou 1A à la résistance dont on désire connaître la valeur.
Il suffit ensuite de procéder à la lecture, à l'aide d'un multimètre règlé sur la gamme 2V ou 200mV, de la tension présente aux bornes de cette résistance inconnue.
La mesure d'une résistance de 1 ohm sur la gamme 1A correspond à 1V sur l'afficheur du multimètre, donnant ainsi une résolution de 1 milliohm (1mV ⇔ 1 milliohm).
Il est évident qu'un affichage sur 5 chiffres fournirait une résolution de 1μohm mais il reste évident que de par les liaisons, la précision correspondante est illusoire.
Du fait que la sortie du circuit est une source de courant, la résistance des contacts et celle des cordons de mesure du multimètre n'introduiront pas d'erreur dans la mesure effectuée.

Le schéma de principe

Il est donné en **figure 1**. Le coeur du montage est un générateur de courant constant construit autout du circuit intégré CI1, un LT1050CN8 de LINEAR TECHNOLOGY. C'est un composant qui ne pourra être remplacé par un autre que s'il présente sensiblement les mêmes caractéristiques.
En effet, outre le fait qu'il soit monotension, sa tension d'offset d'entrée se situe aux alentours de 5μV, et ne devra, dans tous les cas, pas dépasser 70μv si l'on souhaite obtenir la précision maximale du milliohmètre.
Un autre type d'amplificateur opérationnel peut prendre sa place, le circuit OP113 d'ANALOG DEVICES, présentant également de bonnes caractéristiques. Le circuit nécessite une tension de référence très précise. C'est DZ1, une AD589 qui se charge de cette besogne. C'est une référence très précise, à faible coefficient de température (25ppm/°C maximum). Elle fournit une tension très stable pour un courant pouvant être compris entre 50μA et 5mA. Sa tension de sortie est fixée à 1,2V. Elle est filtrée par C3 avant d'être appliquée au réseau diviseur constituée des résistances R9, R10 et R11, dont la tolérance sera obligatoirement de 0,1%.
On peut, si on le désire, employer des résistances à 1%. Mais dans ce cas, il sera nécessaire d'implanter la résistance ajustable multitours RV3. On choisira alors comme valeurs pour R9 et R10, 10 kohms et 900 ohms, et également 900 ohms pour R11. La résistance RV3 aura une valeur de 200 ohms qui permettra d'ajuster très précisément la tension de sortie du diviseur à 100mV.



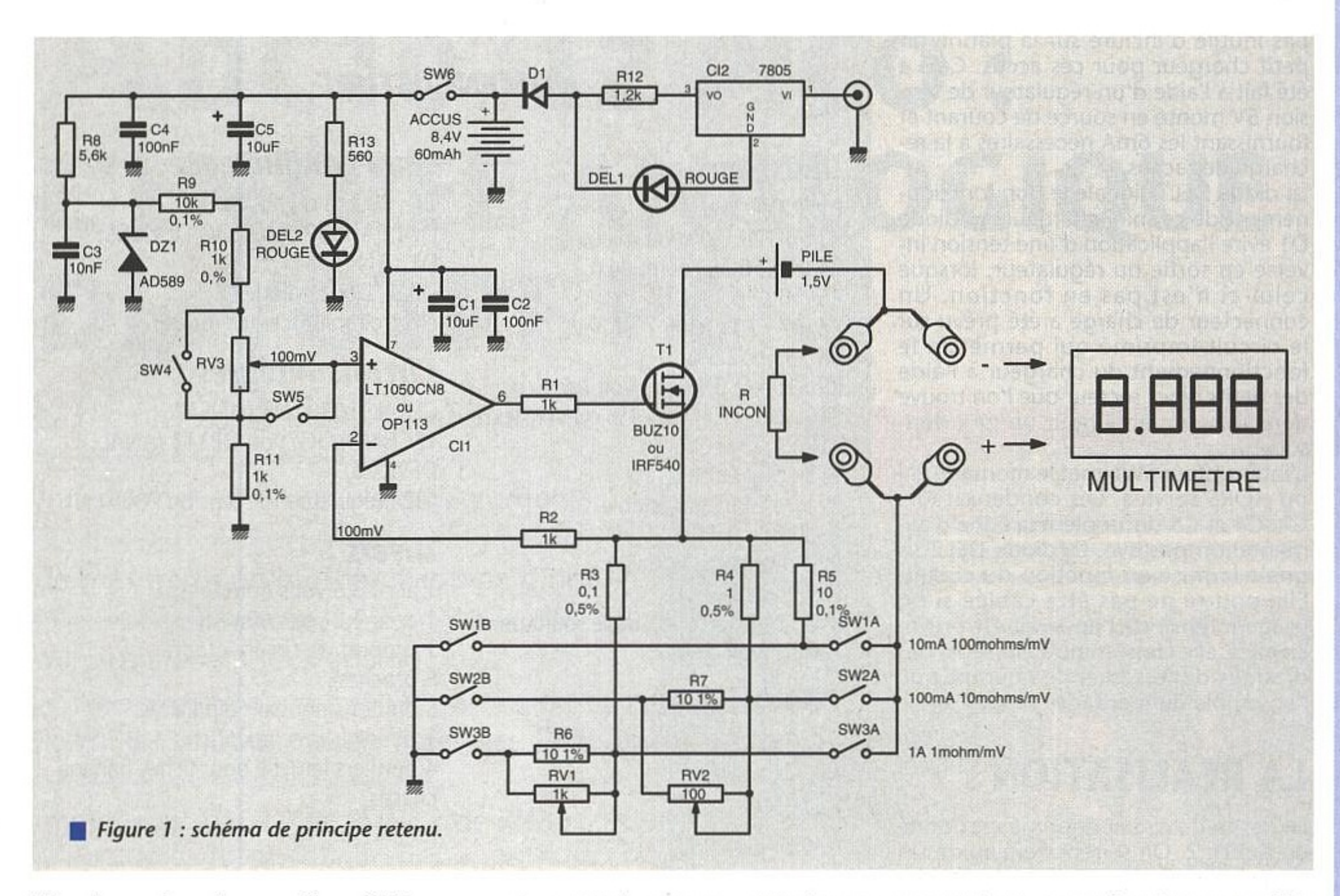
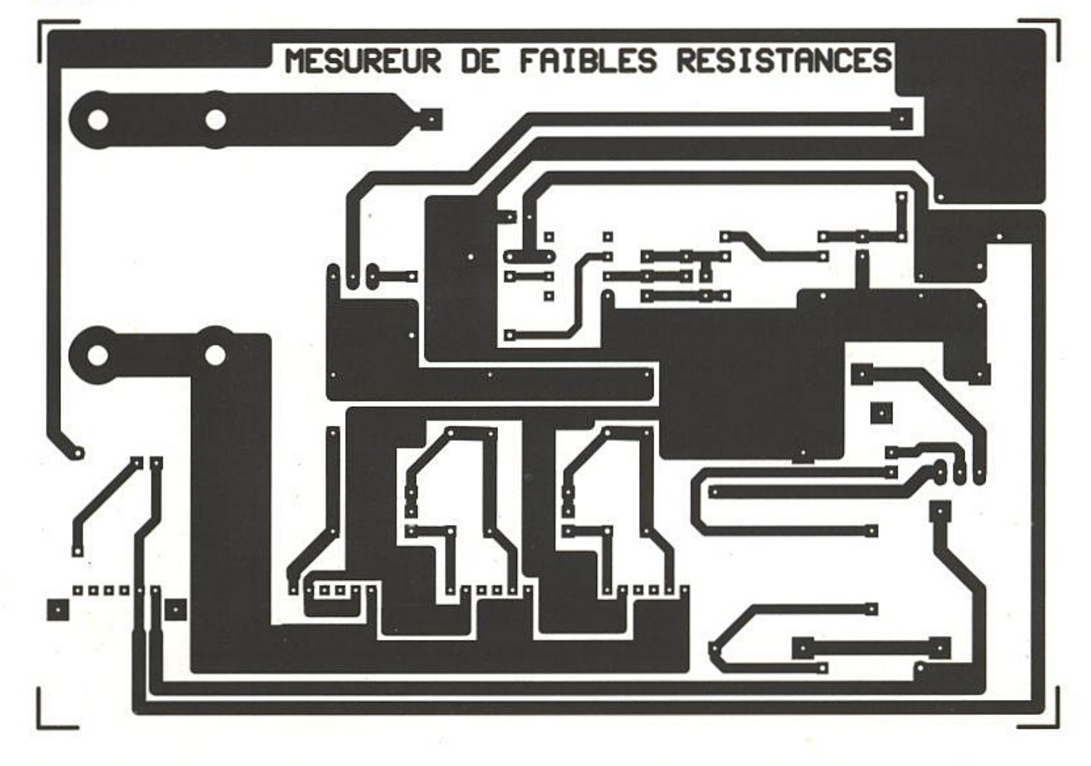


Figure 1 : schéma de principe retenu.

L'implantation des cavaliers SW4 et SW5 permet la non-implantation de la résistance RV3.
Pour notre part, nous préférons utiliser les résistances à 0,1% de tolérance, résistances qui présentent un meilleur coéfficient de température. Précisons, si besoin est, que la tension de 100mV a été choisie en fonction du courant maximal de 1A appliqué sur une résistance de 0,1Ω (= 100mV). Ainsi, l'amplificateur opérationnel verra sur ses deux entrées une même tension. Si celle présente à l'entrée inverseuse varie, la sortie de l'AOP apportera la correction nécessaire afin de maintenir cette égalité. L'AOP commande le transistor FET de puissance T1, de type BUZ10 ou IRF540. Dans sa source sont insérés trois réseaux de résistances qui peuvent être mis en service par les interrupteurs SW1, SW2 et SW3.
Le premier réseau constitué de R3, R6 et RV1 fournira un courant de 1A. Le second, formé par R4, R7 et RV2 dispensera un courant de 100mA. Quant au troisième, R5, son courant sera de 10mA. On obtiendra ainsi les trois résolutions suivantes : 1 milliohm/mV, 10 milliohms/mV et 100 milliohms/mV.
Les résistances R3, R4 et R5 devront être des modèles à très faible tolérance : 0,1% serait l'idéal. Les résistances de 9 ohms et 9,9 ohms seront obtenus respectivement par la mise en parallèle d'une résistance de 10 ohms 1% et d'une résistance ajustable multitours de 100 ohms, et d'une résistance de 10 ohms 1% et d'une résistance ajustable également multitours de 1 kohms.
Dans le drain du transistor T1 est insérée une pile de 1,5V qui fournira le courant nécessaire lorsqu'une résistance à mesurer sera connectée aux bornes de sorties du circuit. Bien que de capacité faible, une pile de 1,5V (que l'on choisira malgré tout alcaline), pourra assurer des centaines de mesures puisqu'elle ne débitera que lorsqu'une résistance sera connectée, et que l'on appuiera sur l'un des boutons poussoir, que nous avons choisis à dessein sans maintien. Ainsi, même si une résistance reste sur les entrées de l'appareil, la pile ne débitera aucun courant.
La résistance dont on veut connaître la valeur se connectera à l'aide de deux borniers pour fiches banane directement fixés sur le circuit imprimé. Deux autres borniers identiques ont également été prévus pour la connexion des câbles de mesure du multimètre. L'alimentation de l'ensemble du circuit a été confiée à deux accus : 4,8V et 3,6V de 60mAh de capacité. Nous avons pensé qu'il ne serait

Figure 2





pas inutile d'inclure sur la platine un petit chargeur pour ces accus. Celà a été fait à l'aide d'un régulateur de tension 5V monté en source de courant et fournissant les 6mA nécessaires à la recharge des accus.
La diode DEL1 signale le bon fonctionnement de ce mini-chargeur. La diode D1 évite l'application d'une tension inverse en sortie du régulateur, lorsque celui-ci n'est pas en fonction. Un connecteur de charge a été prévu sur le circuit imprimé qui permettra le fonctionnement du chargeur à l'aide des petits blocs secteur que l'on trouve dans le commerce pour un prix dérisoire.
L'interrupteur SW6 met le montage EN ou HORS service. Les condensateurs C1, C4 et C5 découplent la ligne d'alimentation positive. La diode DEL2 signale la mise en fonction du circuit. Elle pourra ne pas être câblée si un usage intensif de l'appareil est prévu. En effet, elle consomme à elle seule des dizaines de fois plus de courant que l'ensemble du montage.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R2 : 1 kΩ
R3 : 0,1 Ω 0,5% ou mieux
R4 : 1 Ω 0,5% ou mieux
R5: 10 Ω 0,1%
R6, R7 : 10 Ω 1%
R8 : 5,6 kΩ 5%
R9 : 10 kΩ 0,1% ou voir texte
R10, R11 : 100 Ω 0,1% ou voir texte
R12 : 1,2 kΩ 5%
R13 : 560 Ω 5%
RV1: résistance ajustable multitours 1 kΩ
RV2 : résistance ajustable multitours 100 Ω
RV3 : résistance ajustable multitours 200 Ω (voir texte)

Condensateurs :

C1, C5 : 10µF 16 volts
C2, C4 : 100 nF
C3 : 10 nF

Semi-conducteurs :

T1 : BUZ10 ou IRF540
DZ1 : AD589 (ANALOG DEVICES)
D1 : 1N4148
DEL1, DEL2 : diodes électroluminescentes rouges

Circuits intégrés :

CI1 : LT1050CN8 (LINEAR TECHNOLOGY) ou OP113 (ANALOG DEVICES)
CI2 : régulateur de tension 7805

Divers :

1 accu 3,6 volts 60mAh
1 accu 4,8 volts 60mAh
1 support de circuit intégré 8 broches
3 boutons poussoir bipolaires
1 poussoir avec maintien
4 borniers femelle pour fiches banane châssis

LA REALISATION

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2**. On se reportera au dessin de la **figure 3** pour réaliser le câblage. Il n'y a rien de bien particulier à signaler si ce n'est que les borniers femelle devront avoir une hauteur suffisante afin qu'ils puissent dépasser du boîtier dans lequel sera inséré le montage. En effet, tous les composants devant être mis en façade (SW1, SW2, SW3, SW6, DEL1 et DEL2) devront avoir pratiquement la même hauteur, pour que le boîtier employé puisse être un modèle relativement plat.
On évite ainsi tout câblage en diminuant le risque d'erreurs, et l'esthétique y gagnant beaucoup. Le connecteur de charge des accus de l'appareil sera un modèle acceptant les prises de 3,5 mm de diamètre.

Les réglages et les essais

Après mise sous tension du montage, on vérifiera que l'on dispose effectivement d'une tension de référence de 100mV, si l'on a opté pour les résistances à 0,1% de tolérance. Dans le cas des résistances à 1% de tolérance, il conviendra d'ajuster cette tension à la valeur correcte par manoeuvre de l'ajustable RV3. Pour ce qui est du règlage des ajustables RV1 et RV2, on procèdera d'abord à un ajustage grossier à l'aide d'un ohmmètre règlé sur la gamme la plus basse (200 ohms ou moins). Ensuite, en connectant une résistance de 1 ohm aux bornes de mesures de l'appareil mis sur la gamme 10mA, on notera la valeur de la résistance (1 ohm ⇔ 10mV). Si l'on peut disposer d'un multimètre 20000 points pour ce règlage, la précision n'en sera que meilleure. Puis en commutant SW2, on doit lire 100mV. Si tel n'est pas le cas, on ajustera RV2 jusqu'à l'obtention de ce résultat.
On réitère la manoeuvre avec SW3, et là, le résultat de la mesure doit être de 1000mV. Au besoin, ajuster la résistance RV1. Une autre façon de procéder consiste à disposer d'une résistance de haute précision de 1 ohm et d'opérer de la même façon que précédemment pour les gammes 100mA et 1A. Il faudra disposer d'une autre résistance de même tolérance mais d'une valeur de 10 ohms pour vérifier la précision de la gamme 10mA (10 ohms ⇔ 100mV). Nous espérons que ce petit circuit sera à même de rendre de très bons services.
La précision de l'appareil dépendra en très grande partie de la précision des composants utilisés et du règlage qui sera apporté au montage terminé. Une précision inférieure à 1% peut être obtenue.

Patrice OGUIC.

Figure 3



ADC10/12 PICO : L'ENTRÉE ANALOGIQUE DE VOTRE PC

Le premier compatible PC venu peut se transformer en une foule d'instruments de mesure pourvu qu'on l'équipe d'une ou plusieurs entrées analogiques. Parmi les solutions disponibles, les CAN miniatures ADC10 et ADC12 de PICO TECHNOLOGY nous ont tout particulièrement séduits, par leur extrême simplicité d'utilisation et leur prix plus qu'abordable. Les logiciels qui les accompagnent convertiront instantanément votre PC en multimètre digital, oscilloscope à mémoire, analyseur de spectre et même enregistreur «papier», utilisables du continu à quelques kHz. Moyennant l'adjonction de capteurs et conditionneurs appropriés, un tel équipement se prête admirablement à la mesure et l'enregistrement des paramètres physiques les plus divers. Nous y reviendrons dans les prochains mois!

L'ADC 12 ouvert.

Une approche révolutionnaire

La plupart des systèmes d'acquisition de données pour PC font appel à des cartes relativement coûteuses, qu'il faut insérer dans un «slot». Moyennant quoi, leurs performances peuvent approcher celles de véritables instruments de laboratoire.

Le concept développé par PICO TECHNOLOGY est pour sa part diamétralement opposé: ses ADC10 et ADC12 se présentent sous la forme d'une simple fiche DB25, du capot de laquelle dépasse une embase BNC.

Il suffit d'insérer l'un de ces petits accessoires dans un port parallèle «CENTRONICS» pour transformer celui-ci en une entrée analogique 0-5V. Les utilisateurs de PC portables, en particulier, apprécieront !

Pas besoin de pile ni d'alimentation, l'ADC tire le peu d'énergie dont il a besoin des lignes de données dont il ne se sert pas pour dialoguer avec le PC. Il n'y a alors plus qu'à lancer le logiciel «PICOSCOPE» fourni en standard pour disposer immédiatement d'un voltmètre numérique, d'un oscilloscope à mémoire, et d'un analyseur de spectre.

Il ne faut évidemment pas s'attendre à obtenir, pour quelques centaines de francs, l'équivalent d'instruments à quelques dizaines de milliers de francs. Les principales limites de ce matériel sont la fréquence d'échantillonnage (au mieux 25 kHz) et le calibre unique 0-5V (mais l'entrée est protégée jusqu'à ±30V).

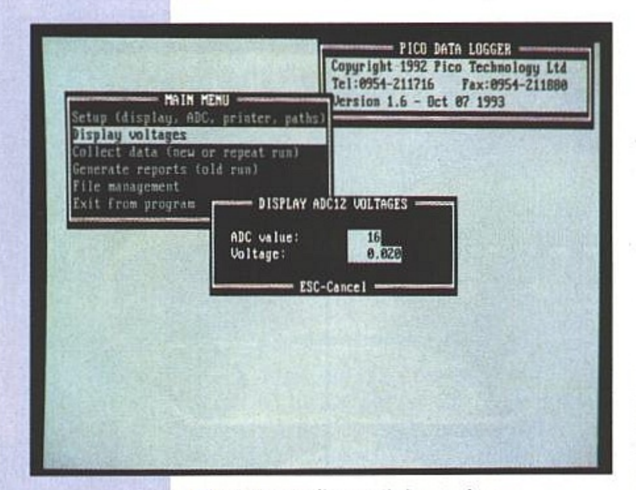
Pour beaucoup d'applications, il faudra donc ajouter un «conditionneur de signal» qui pourra être aussi simple qu'une pile, un pont diviseur, un condensateur, ou un ampli opérationnel.

Mais quoi qu'il en soit, l'acheteur en aura plus que largement pour son argent, depuis le simple amateur jusqu'à l'industriel ou le chercheur travaillant sur des phénomènes pas trop rapides. Cela d'autant plus que les «drivers» fournis permettent à chacun d'écrire facilement ses propres logiciels pour n'importe quelle application spécifique: en BASIC, en Pascal, ou en C.





■ *L'écran d'accueil de Picoscope.*



■ *Le menu d'accueil de Picolog.*

Un matériel simplifié à l'inverse

Au vu des possibilités offertes, nous nous attendions honnêtement à découvrir, en «levant le capot», un microcontrôleur entouré d'une armée de composants CMS.

Eh bien pas du tout! La **figure 1** révèle l'admirable simplicité de la partie matérielle, de laquelle on peut déduire que toute la puissance du système réside dans ses logiciels.

Nous sommes tout simplement en présence d'une application directe des petits convertisseurs analogique-numérique à sortie série, que de multiples marques offrent aujourd'hui en boîtier DIP à 8 broches.

Le principe de communication avec le PC en série sur un port parallèle n'a rien de nouveau: nous l'exploitions déjà avant que n'apparaissent les premiers CAN série, en sérialisant avec un 4512 la sortie d'un CAN parallèle!

Comme quoi nul n'est prophète en son pays, puisqu'il aura fallu une firme britannique pour oser faire simple alors qu'il était si tentant de faire compliqué...

L'originalité du schéma se situe dans le fait que la référence de tension est fixée à 2,5 V, et qu'il faut donc diviser la tension d'entrée par deux pour offrir une étendue de mesure allant de 0 à 5 V. Au passage, cet artifice permet de protéger efficacement l'entrée du CAN avec fort peu de moyens, et de se contenter pour l'alimentation de la tension inférieure à 5 V qu'on arrive à extraire des lignes de données maintenues au niveau haut par le logiciel.

Il apparaît clairement qu'à part la couleur, les deux différences essentielles entre l'ADC10 et l'ADC12 sont le type de CAN (respectivement 8 et 12 bits), et l'impédance d'entrée (respectivement 200 et 66 kΩ et non pas 1 MΩ, il faut le savoir si on songe à se servir de sondes réductrices...)

La différence de prix de revient étant assez minime (de l'ordre d'une centaine de francs dans les deux cas), c'est le contenu de la disquette qui justifie le prix pratiquement double du modèle 12 bits : l'ADC10 est livré avec le seul logiciel PICOSCOPE, tandis que l'ADC12 est également accompagné de PICOLOG, un enregistreur de données particulièrement puissant.

Mais nous allons voir qu'il peut être intéressant d'offrir PICOLOG, pour un prix fort raisonnable, à l'ADC10.

8 OU 12 BITS ?

Sachant que «qui peut le plus peut le moins», on peut être tenté d'acquérir d'emblée un ADC12 pour disposer à la fois d'une résolution de 4096 points et de PICOLOG, cela à un prix encore très abordable.

Mais les choses ne sont pas si simples! Il faut savoir, tout d'abord, que la transmission en série de 12 bits prend au moins 50% plus de temps que celle de 8 bits: la limite supérieure de fréquence d'échantillonnage s'en ressent forcément, et elle n'en a certes pas besoin...

Par ailleurs, on doit tenir compte du fait que la précision de l'électronique (à commencer par le pont diviseur d'entrée) est de 1%: c'est cohérent avec une résolution de 256 points (8 bits), mais nettement à la traîne devant les 0,025% qui correspondent à 4096 points (12 bits).

Bien des «vrais» oscilloscopes à mémoire numérique affichent d'ailleurs une précision de 2 à 4% seulement, et une résolution de 8 bits (mais ils «passent» des dizaines de MHz !)

En fait, le véritable argument en faveur de l'ADC12 est que sa précision de 1% se maintient même pour des tensions d'entrée très inférieures à 5 V : son incrément (un bit de poids faible) correspond en effet à 1,2 mV, contre 20 mV pour l'ADC10.

Dans une étendue de mesure aussi faible que 0 à 300 mV, l'ADC12 sera donc aussi précis que l'ADC10 dans sa gamme de 0 à 5 V.

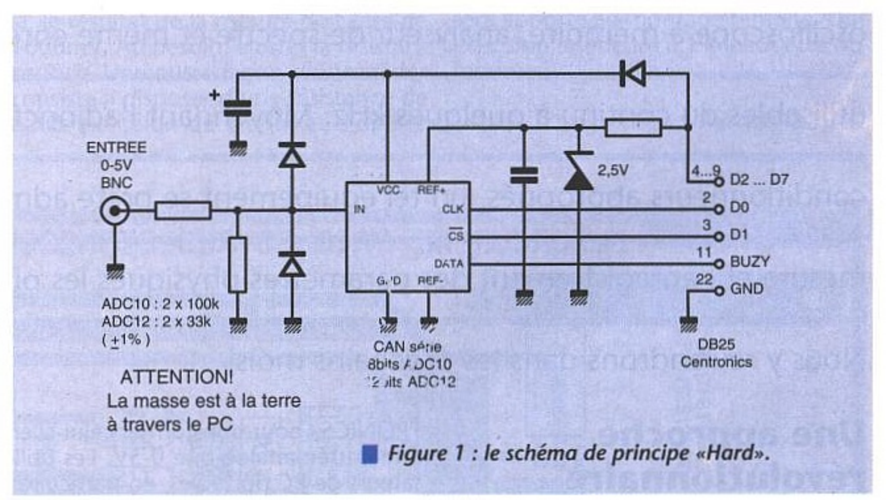
On pourra juger de la différence en comparant les courbes obtenues à partir d'une photodiode BPW34 branchée directement sur un ADC10 (**figure 3**) puis sur un ADC12 (**figure 4**), et devant laquelle nous avons allumé et éteint tour à tour une petite lampe fluorescente et une forte ampoule halogène, le tout en lumière du jour atténuée.

Ce n'est qu'en 12 bits que l'on arrive à restituer fidèlement l'inertie thermique du filament de l'ampoule de 500 W.

Mais il serait possible de faire tout aussi bien en faisant précéder l'ADC10 d'un amplificateur réglable : ce sera pour très bientôt !

MISE EN OEUVRE PRATIQUE

L'ADC (10 ou 12) étant enfiché sur un port parallèle du PC, l'étape suivante consiste à installer puis lancer PICOSCOPE.



■ *Figure 1 : le schéma de principe «Hard».*

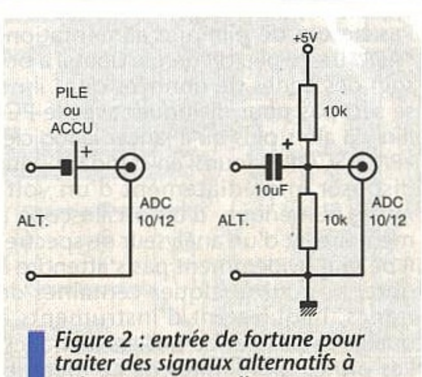


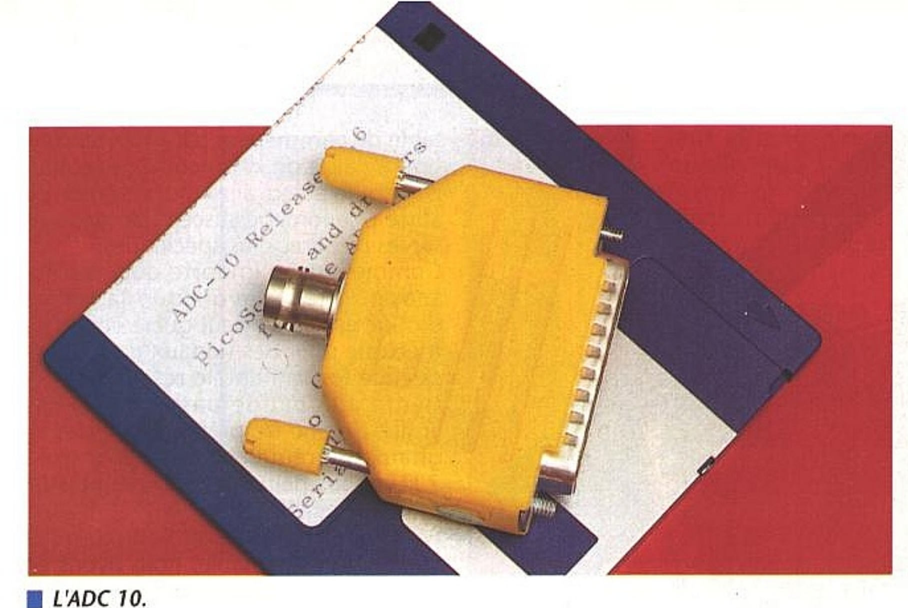
Figure 2 : entrée de fortune pour traiter des signaux alternatifs à valeur moyenne nulle.

Il s'agit d'un logiciel «intégré» dont le menu permet de sélectionner à tout moment l'instrument que l'on souhaite utiliser :

- un voltmètre numérique continu ou alternatif (RMS vrai);
- un oscilloscope à mémoire (1 ms à 5 s par division);
- un analyseur de spectre BF.

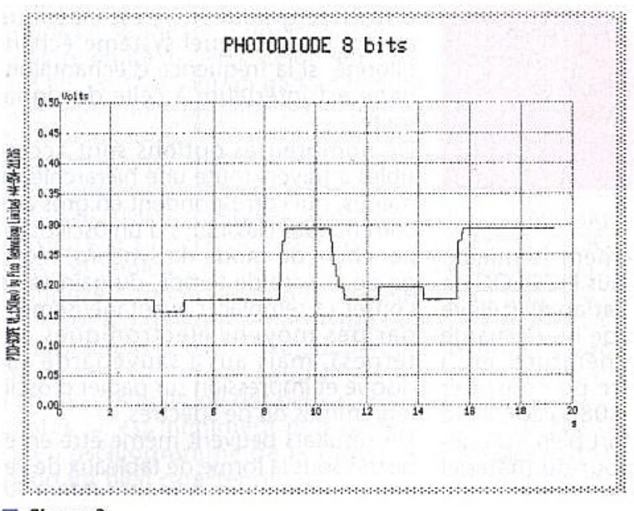
Il est très important de noter que dès lors que l'on doit opérer sur des signaux alternatifs, il est impératif qu'une composante continue suffisante soit présente: à défaut, toute excursion négative serait purement et sim-

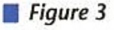




L'ADC 10.

plement ignorée (l'étendue de mesure va de zéro à +5 V, pas à ±5 V !)
Appliquer directement une tension alternative à l'ADC ne met pas sa vie en danger (du moins jusqu'à 30 V crête ou 20 V efficace), mais l'indication du voltmètre RMS sera complètement fausse, l'oscillogramme sera tronqué (redressement simple alternance) et le spectre se trouvera perturbé par des raies parasites (apparition d'harmoniques).
La **figure 2** suggère deux dispositions «de fortune» permettant de traiter les signaux alternatifs à valeur moyenne nulle ou insuffisante, cela en attendant l'amplificateur d'entrée dont nous




Figure 3

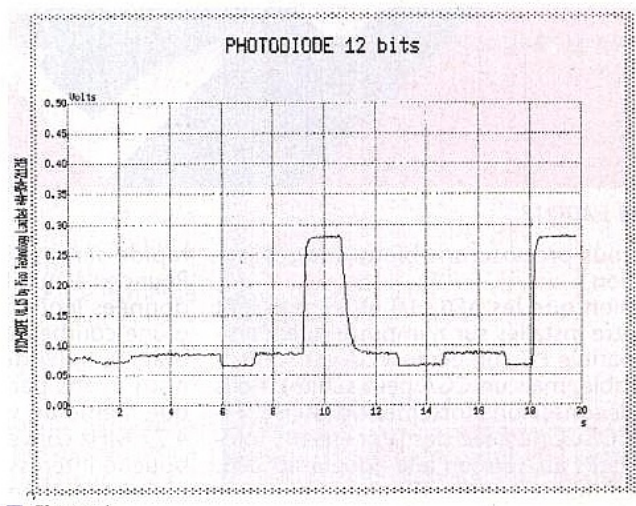
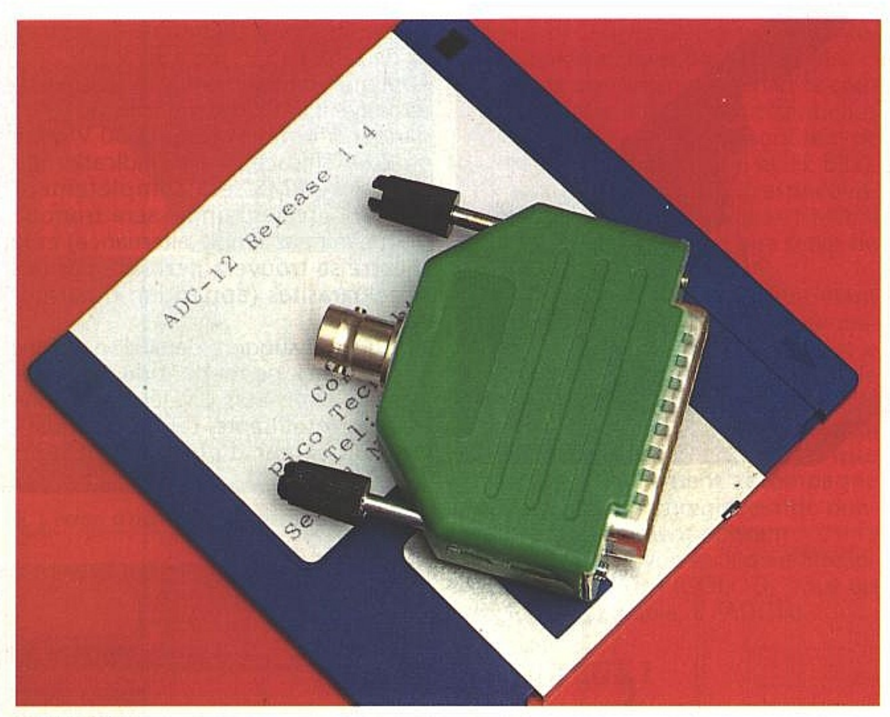


Figure 4



■ *L'ADC 12.*

vous proposerons bientôt la réalisation.

Bien que les ADC 10 et 12 puissent être installés sur n'importe quel compatible PC (un écran VGA est souhaitable, mais un CGA peut suffire), nous déconseillons fortement d'utiliser PICOSCOPE avec des processeurs inférieurs au 386, ou à la rigueur au 286. La bonne moyenne semble se situer du côté du 386SX25, mais le plus rapide sera naturellement le mieux.

Pour de l'acquisition sous PICOLOG de données lentement variables (relevé d'une courbe de charge ou décharge d'accu, suivi de température, etc.) nous avons par contre pu constater que même un vieux 8088 cadencé à 4,77 MHz convenait fort bien : un débouché intéressant pour du matériel souvent en chômage technique...

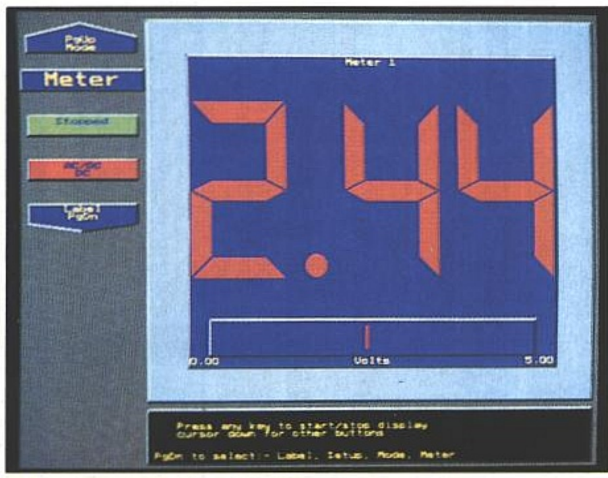
D'une façon générale, il est souhaitable de commencer par une visualisation à l'aide de la fonction oscilloscope : on détectera ainsi tout écrêtage ou autre phénomène susceptible de fausser les mesures plus spécifiques.

Comme avec n'importe quel oscilloscope, il faut savoir que la forme d'onde exacte ne peut guère être restituée que pour des signaux dont la fréquence fondamentale reste très inférieure à la bande passante : on se limitera donc de préférence à des signaux de fréquence n'excédant pas 2 kHz, sous peine de surprises plus ou moins vives.

En poussant nos essais très au delà des limites du raisonnable, nous avons en effet pu faire apparaître de très belles courbes, mais fausses de plusieurs ordres de grandeur : c'est classique avec n'importe quel système échantillonné, si la fréquence d'échantillonnage est inférieure à celle du signal traité.

De nombreuses options sont accessibles à travers toute une hiérarchie de menus, qui correspondent en gros aux commandes classiques d'un oscilloscope: choix du mode de synchro, réglage de la base de temps, du gain et de l'offset (à remplacer avantageusement par des moyens électroniques externes), mais aussi sauvegarde sur disque et impression sur papier d'oscillogrammes ou de spectres.

Les résultats peuvent même être enregistrés sous la forme de tableaux de valeurs, exportables vers un tableur ou un traitement de texte.



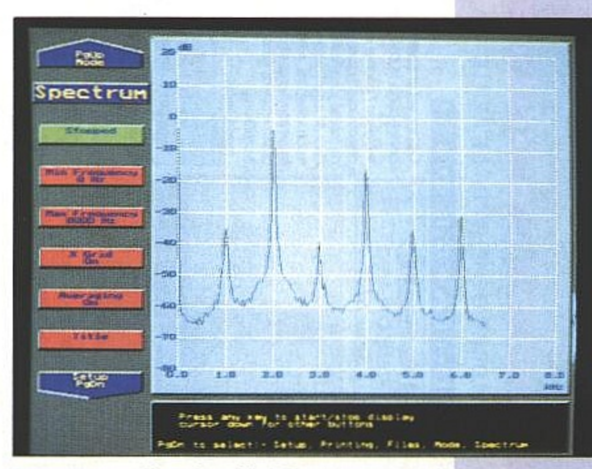
Le mode «voltmètre digital».

N'en déplaise à ceux qui pourraient sourir en songeant à un analyseur de spectre limité à 2 kHz, celui de PICOSCOPE est tout sauf un gadget malgré son algorithme simplifié pour des raisons de rapidité.
Nous en avons particulièrement apprécié la précision en examinant des signaux «DTMF», constitués comme nos lecteurs le savent, de paires de fréquences audibles.
La **figure 5** montre bien que les deux pics sont particulièrement nets et étroits, tandis que leur hauteur permet de juger d'un simple coup d'oeil de l'égalité d'amplitude des deux composantes : c'est infiniment plus parlant que l'oscillogramme de la **figure 6**, pourtant bien caractéristique.
Naturellement, la fréquence de 50 Hz ne pose pas le moindre problème, mais suggère de très nombreuses applications potentielles dans le domaine des alimentations.
Le voltmètre se présente pour sa part sous la forme d'un affichage double: de très grands chiffres «7 segments» visibles de fort loin, et un barregraphe analogique.
Celui-ci est en fait un peu l'équivalent d'un «oscilloscope sans balayage», en ce sens qu'une tension continue pure se traduit par un simple petit trait vertical tandis qu'une éventuelle composante alternative le transforme en une bande de largeur proportionnelle à son amplitude : de quoi dépister les éventuels écrêtages sans recourir à un examen oscilloscopique en règle.
Cela étant, la position DC donnera la valeur moyenne et la position AC la valeur efficace vraie, quelle que soit la forme d'onde: mieux que bien des «vrais» multimètres!

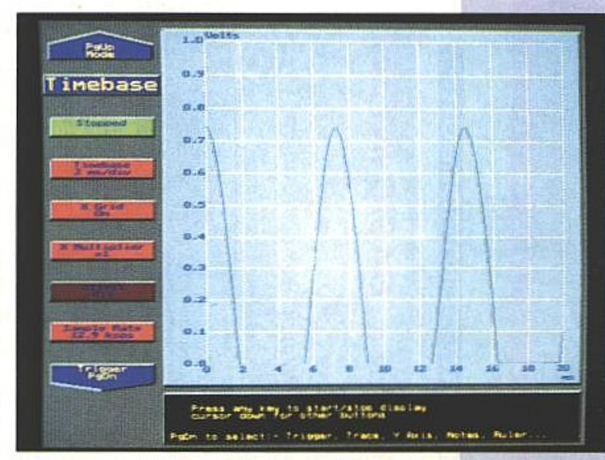
La gamme Pico Technology

Installée dans ce que nous nous plaisons à appeler la «Silicon Valley anglaise» (la région de Cambridge) PICO TECHNOLOGY est spécialisée depuis de nombreuses années dans l'instrumentation et l'acquisition de données.
Les ADC10 et ADC12 ne sont que deux de ses créations parmi beaucoup d'autres même si leur originalité risque d'en faire ses «best-sellers».
A côté de ces deux produits monovoie, il nous faut signaler l'ADC11 (11 voies 10 bits), l'ADC16 (8 voies 8 à 16 bits), et l'ADC100 (2 voies 12 bits).
Sauf pour l'ADC11 qui coûte le même prix que l'ADC12 et qui peut échantillonner jusqu'à 15 kHz, les applications visées ne sont pas du tout les mêmes.
En effet, plus on augmente le nombre de voies et de bits, et plus la fréquence d'échantillonnage s'en ressent: à 2 Hz en 16 bits et 300 Hz en 8 bits, l'ADC16 ne peut prendre en compte que des phénomènes lents. Mais avec des entrées 1 MΩ acceptant entre -2,5 et +2,5 V et pouvant être exploitées en mode différentiel, il peut accéder à des applications encore plus «pointues» comme la chromatographie ou les mesures médicales. Son prix est d'ailleurs en rapport.
Tous les ADC de PICO TECHNOLOGY peuvent fonctionner avec le logiciel d'acquisition de données PICOLOG, dont les possibilités sont telles qu'il nous faudra un article entier pour le présenter correctement. Cela ne saurait tarder!
Les produits Picotechnology sont importés et distribués par Multipower.

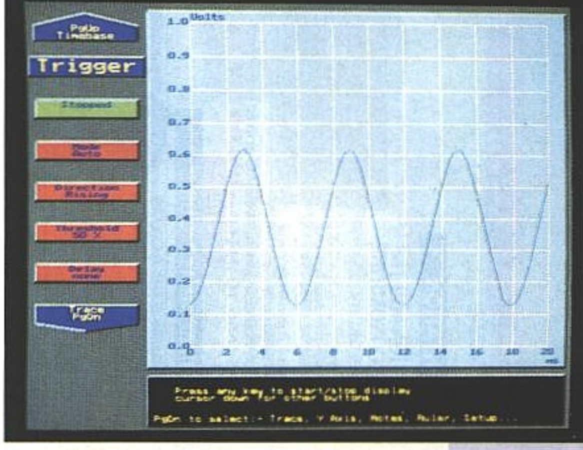
Patrick GUEULLE.



Le spectre d'un signal à 2 kHz (avec un «alias» à 1 kHz.



Ce que devient un signal sinusoïdal sans composante continue.



Un signal sinusoïdal avec composante continue.

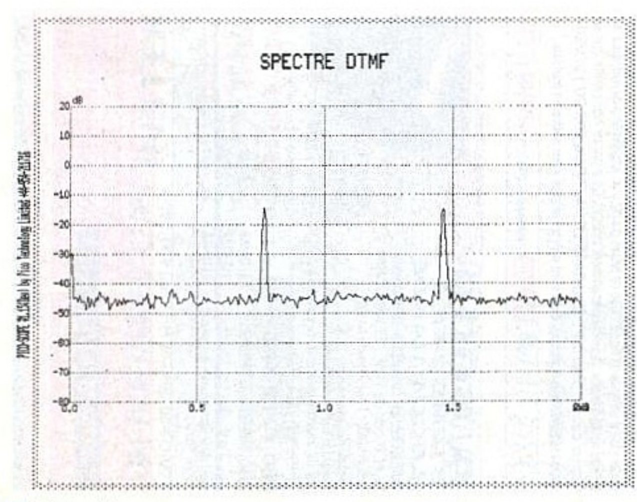


Figure 5

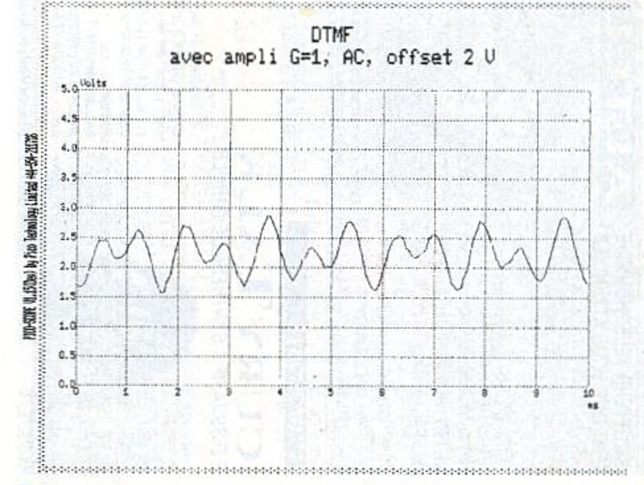
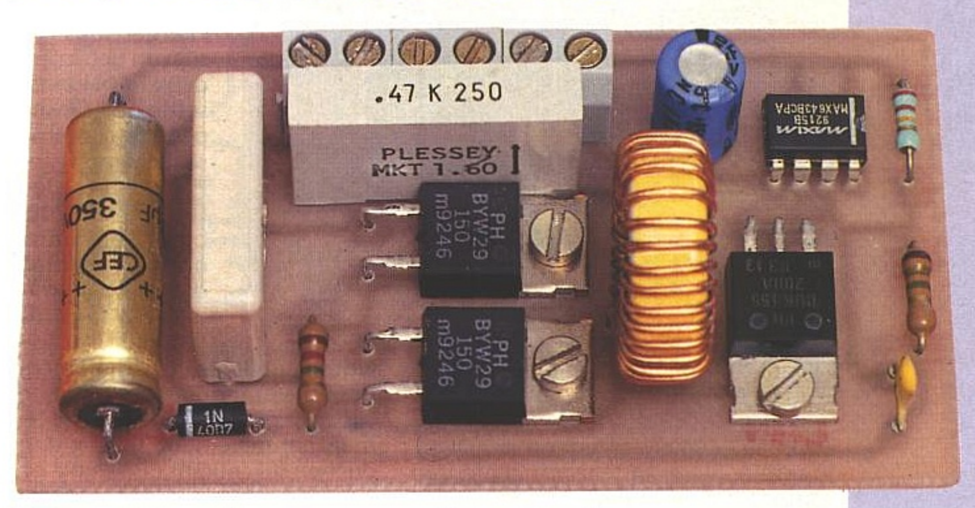


Figure 6

UN CONVERTISSEUR 12V-300V SANS TRANSFORMATEUR

Élever une basse tension continue jusqu'à quelques centaines de volts est une opération tout à fait banale, du moins dans la mesure où l'on fait appel à un transformateur.



L'originalité du présent montage tient au fait qu'il se contente d'une simple inductance standard, tout comme les convertisseurs à rapport d'élévation beaucoup plus modeste. Ses principaux avantages sont une bonne reproductibilité sans «problèmes de bobinages», une tension de sortie régulée, et surtout une consommation à vide de l'ordre de 2 mA.

On pourra lui trouver de multiples applications dans des domaines aussi variés que l'alimentation de tubes à gaz (flash, Geiger-Müller,néon), la réalisation d'électrificateurs de défense, ou comme premier étage d'alimentations à très haute tension (plusieurs kilovolts).

Une nouvelle application du MAX 643

Nos lecteurs connaissent sans doute le MAX 643 pour avoir déjà eu l'occasion de l'utiliser dans des montages tels qu'un élévateur 6V / 12V de puissance et une alimentation 21 V.

C'est un composant qui se situe un peu à part dans la gamme des convertisseurs à découpage de MAXIM, dans la mesure où il n'intègre ni le transistor découpeur ni la diode de puissance.

Il en résulte une souplesse accrue dans le choix du schéma d'application, ainsi que la possibilité de produire des tensions et/ou des courants beaucoup plus élevés que de coutume.

Le schéma de base de la **figure 1**, le plus simple possible, est un élévateur à tension de sortie fixe, préréglée en usine à 15 V. Il est cependant possible d'ajuster celle-ci dans une large plage, par simple adjonction d'un pont de résistances externe selon le schéma de la **figure 2**.

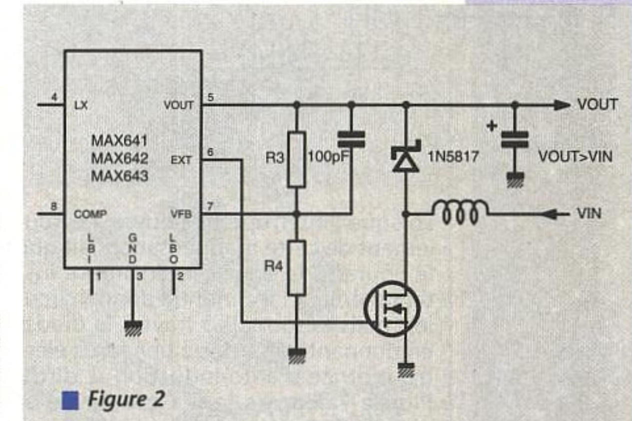


Figure 2

Mais lorsque la tension de sortie dépasse ce que peut supporter un circuit intégré CMOS (15 à 18 V au maximum), il faut faire appel à la variante de la **figure 3** dans laquelle la broche V_{OUT} est paradoxalement reliée non plus à la sortie, mais bel et bien à l'entrée du convertisseur !

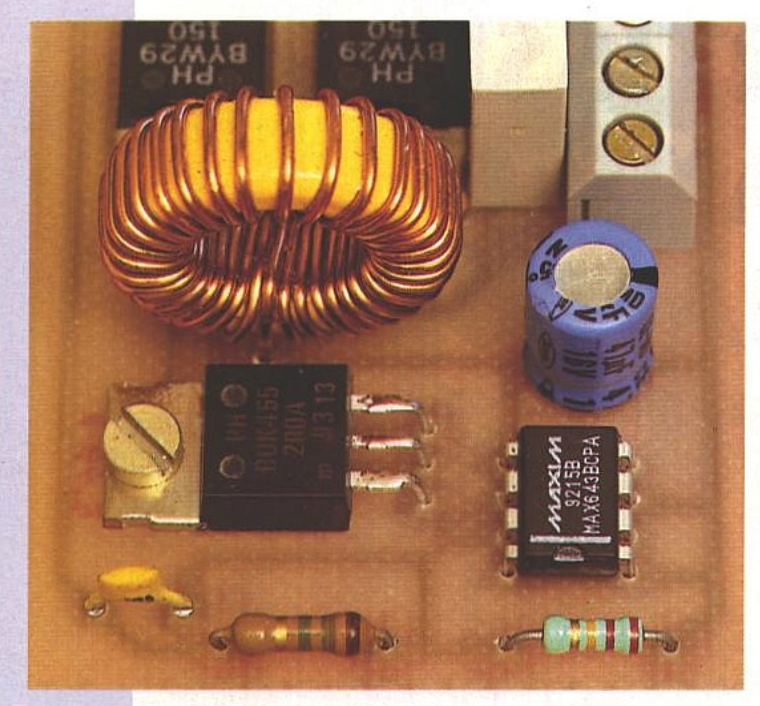
Nos essais ont montré qu'à partir d'une tension d'entrée de 5 à 15 V environ, ce schéma donné pour 50 V permet en fait d'obtenir 150 à 200 V sans difficulté particulière, mais au prix de courants de pointe pouvant atteindre quelques ampères dans la self, le transistor, et la diode : il faut donc dimensionner ces composants en conséquence !

Pour monter encore plus haut avec un courant de sortie suffisant, nous avons songé à mettre en oeuvre un doubleur de tension à diodes et condensateurs, selon le schéma de la **figure 4**.

Pour bien comprendre le principe exploité, il est commode de raisonner sur les trois situations possibles, détaillées à la **figure 5**.

Figure 1





Il faut considérer que le doubleur de la figure 4 est monté à la sortie de l'élévateur à découpage de la **figure 6**, dont le fonctionnement est le suivant : Lorsque l'interrupteur (en fait le transistor MOS) est fermé, la tension d'entrée fait circuler un courant dans l'inductance, dont le noyau accumule progressivement une certaine énergie magnétique.

Figure 3

Lorsque l'interrupteur s'ouvre, l'écroulement de cette magnétisation fait que le courant ne peut s'interrompre instantanément : il continue donc à circuler, mais désormais à travers la diode, en donnant naissance à une force électro-motrice d'auto-induction -L.dI/dt. Plus la valeur de la self est élevée et plus la rupture est brusque, plus forte est la surtension ainsi produite.
On peut donc considérer que la tension de sortie de cet élévateur varie, à une fréquence de 45 kHz imposée par le circuit intégré, entre zéro et une valeur pouvant déjà être fort élevée.
A la mise sous tension du montage, tous les condensateurs sont déchargés : nous sommes donc dans le cas (A) de la figure 5, où les trois diodes sont passantes et permettent à C1 et C3 de se charger simultanément en haute tension.
Lorsque l'interrupteur se ferme, nous passons dans le cas (B) : polarisée en inverse, D1 se bloque, mais D2 demeure passante, permettant à C2 de se charger à partir de C1. Lorsque l'interrupteur s'ouvrira de nouveau, la haute tension apparaissant en entrée du doubleur se trouvera mise en série avec celle présente aux bornes de C2, D1 et D2 étant bloquées : c'est le cas (C). D3 conduit alors, permettant à C3 de se charger sous une tension un peu inférieure à deux fois la tension de sortie de l'élévateur. Et pendant ce temps, C1 se recharge !
Par la suite, le fonctionnement du doubleur sera une alternance permanente d'états (B) et (C), jusqu'à sa mise hors tension.
Notons qu'il serait parfaitement possible d'ajouter d'autres étages diode-capacité pour élever encore la tension, mais naturellement au prix d'une réduction du courant disponible et d'exigences accrues sur les caractéristiques des diodes.
Quelques commentaires s'imposent d'ailleurs quant au choix des composants utilisés en pratique dans le schéma de la **figure 7** :
La self, tout d'abord, est un modèle standard pour antiparasitage de variateurs à triac (50 µH, 3 A de marque MONACOR). Elle pourra paraître surdimensionnée, mais fonctionne en réalité tout près de la limite admissible (elle chauffera même un peu à pleine charge !)
Rappelons qu'une diminution de sa valeur pourrait permettre d'augmenter le courant disponible en sortie, mais au risque de ne plus pouvoir atteindre la tension souhaitée.
Le transistor découpeur devra pouvoir supporter au moins 200 V, et des pointes de courant de l'ordre de 3 A. Un BUK 455/200/A PHILIPS convient parfaitement bien, mais on pourrait choisir aussi un BUZ 31.
Les deux premières diodes doivent également pouvoir supporter 150 à 200 V, tout en commutant très rapidement. Compte tenu là encore des pointes de courant prévues, des BYW 29/200 (PHILIPS) ne sont pas aussi surdimensionnées qu'on pourrait le croire...
Il faudrait en principe aussi une diode rapide en dernière position, mais avec une tension inverse admissible de 400 V ce genre de composant n'est pas très facile à trouver. Une simple 1N4007 peut à la rigueur faire l'affaire, dans la mesure où on ne consomme que peu de courant sur la sortie 300 V

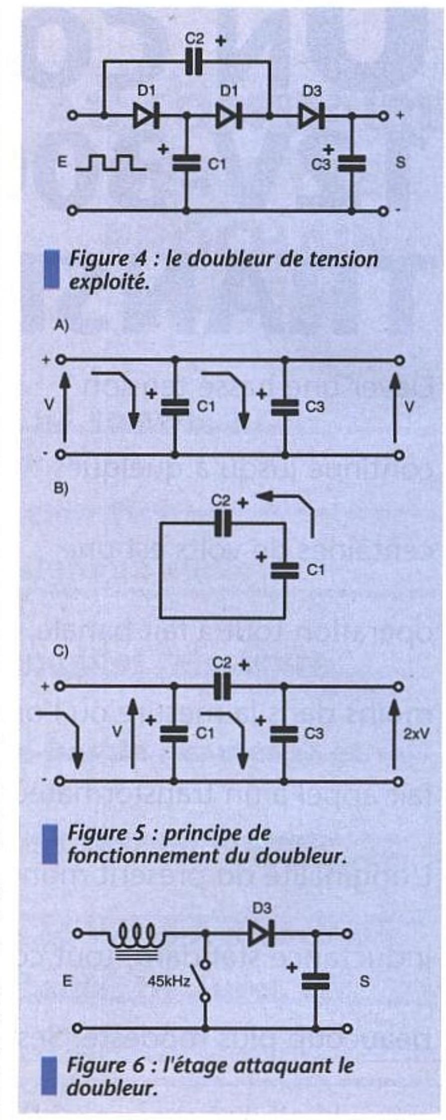


Figure 4 : le doubleur de tension exploité.

Figure 5 : principe de fonctionnement du doubleur.

Figure 6 : l'étage attaquant le doubleur.

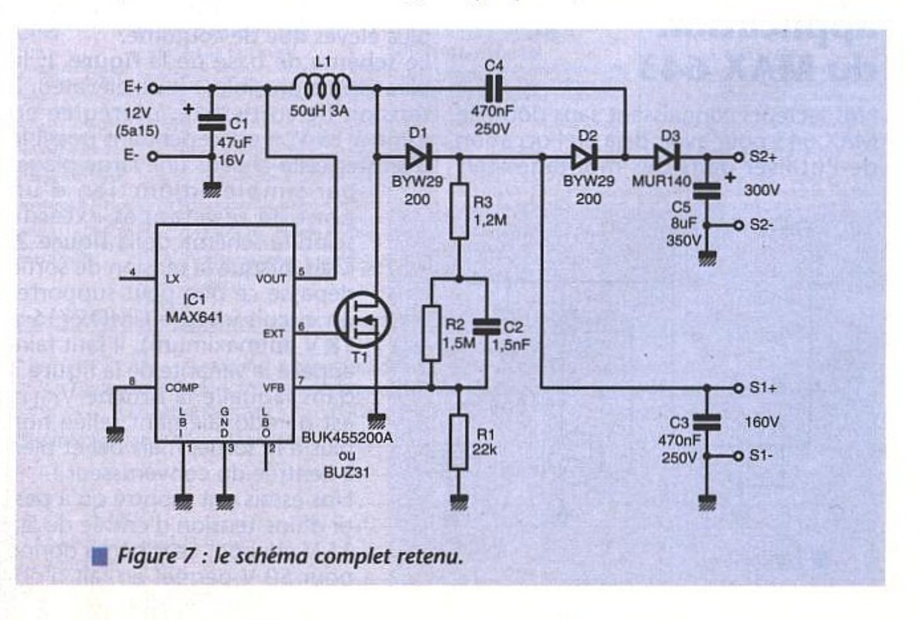
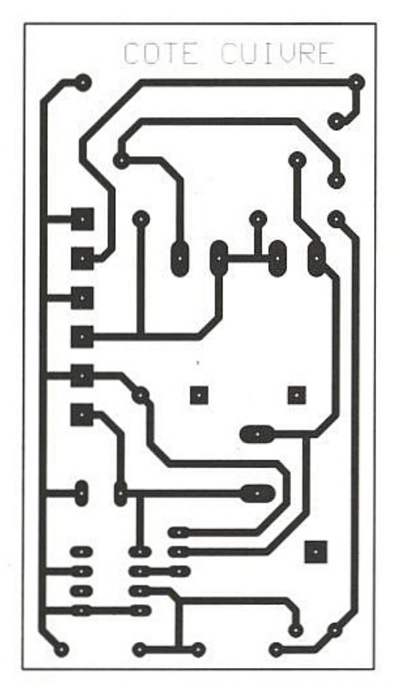
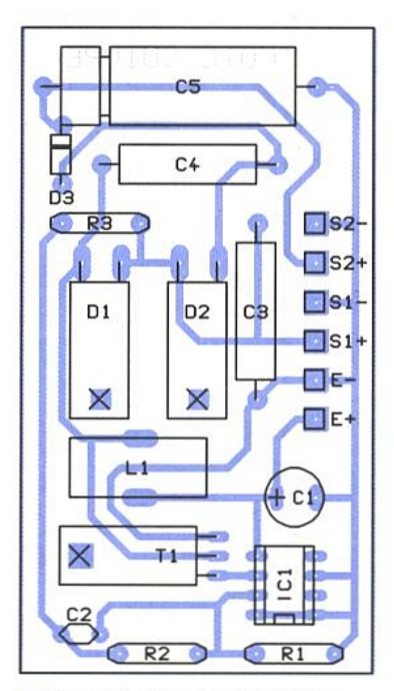


Figure 7 : le schéma complet retenu.





■ *Figure 8 : le cuivre très simple obtenu...*



■ *Figure 9 : et son implantation.*

car le rendement s'en ressent sérieusement (nous avons mesuré 21% contre 52% sur la sortie 160 V !)

RÉALISATION PRATIQUE

Le circuit imprimé de la **figure 8** a été dessiné de façon à permettre de construire un module compact, muni d'un robuste bornier à vis.
Après câblage selon le plan de la **figure 9** (les trois boîtiers TO220 étant boulonnés à plat sur la carte), on disposera d'un montage dont le fonctionnement devrait être immédiat, sans aucun réglage.
Son entrée pourra être reliée à toute source continue capable de fournir entre 5 et 15 V, et de supporter des pointes de consommation de 500 mA. C'est en effet ce que consomme le convertisseur lorsqu'il fonctionne, mais il s'arrête dès que la tension souhaitée en sortie est atteinte, sa consommation tombant alors aux environs de 2 mA.
Bien entendu, le redémarrage est automatique dès que la tension de sortie chute aussi peu que ce soit.
Cette consommation de 500 mA peut aussi bien se limiter aux quelques secondes suivant la mise sous tension du montage si sa sortie n'est pas chargée, qu'être permanente si on consomme le maximum de courant admissible.
En pratique, on observera plutôt une alternance de périodes de «veille» à 2 mA, et de «travail» à 500 mA, le rapport cyclique dépendant entièrement de ce qui se passe en sortie.
Sous 14 V (une batterie 12 V bien chargée), on peut par exemple consommer jusqu'à 18 mA sous 160 V (sortie S1) ou 9 mA sous 300 V (sortie S2), ou une répartition équivalente sur les deux sorties à la fois.
Il est important de noter que si la consommation en sortie est très faible, le montage peut fort bien fonctionner sur un simple accu miniature de 9 V, voire une pile alcaline. Le condensateur de 8 µF 350 V prévu en sortie lui permettra cependant, si nécessaire, de fournir à la demande de brèves mais fortes pointes de courant (par exemple pour un tube flash).
Par rapport à une alimentation haute tension reliée au secteur, ce montage présente naturellement l'avantage d'être autonome, mais aussi beaucoup moins dangereux.
Un condensateur de 8 µF chargé sous 300 V suffit certes pour procurer des sensations fortes, mais le courant moyen disponible est en tout état de cause limité à une valeur en principe inoffensive (mais chacun en jugera naturellement sous sa propre responsabilité...)

Patrick GUEULLE.

NOMENCLATURE

Résistances :
R1 : 22kΩ
R2 : 1,5MΩ
R3 : 1,2MΩ

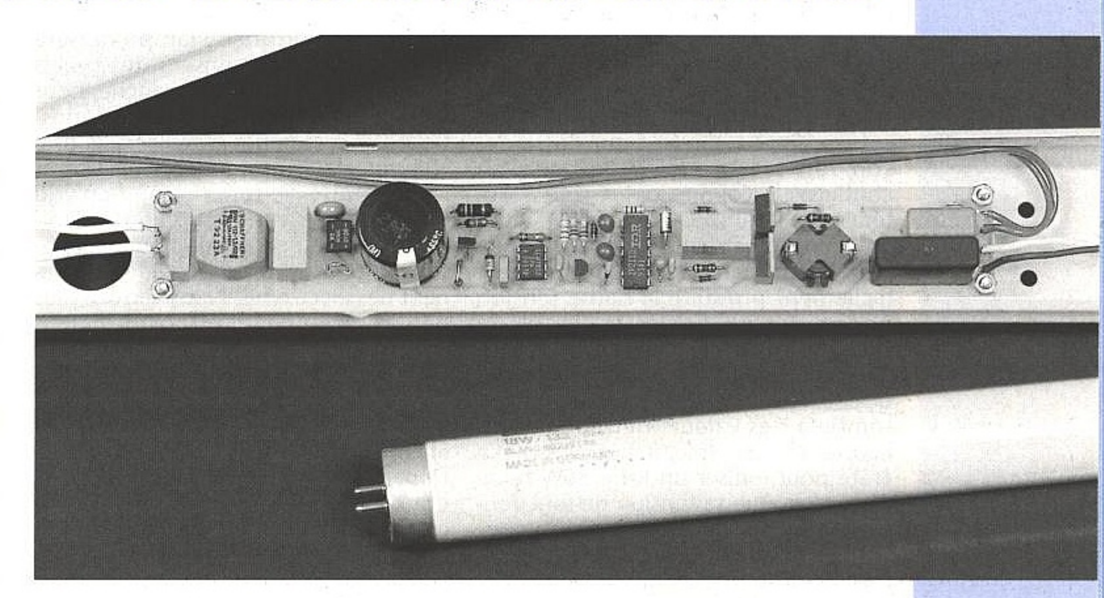
Condensateurs :
C1 : 47 µF 16V
C2 : 1,5nF
C3,C4 : 470nF 250V
C5 : 8 µF 350V

Semi-conducteurs :
D1,D2 : BYW29 200
D3 : MUR140
IC1 : MAX641
T1 : BUZ31

Divers :
L1 : 50 µH, 3A

RÉALISEZ DEUX BALLASTS ÉLECTRONIQUES 230V POUR TUBES FLUORESCENTS

Nous présentions, l'année dernière, un module électronique capable de piloter un tube fluorescent 18W à partir d'une source continue 12V. Cette fois, nous vous proposons de réaliser deux ballasts directement alimentés par le réseau 230V. L'un sera destiné à un tube 18W à amorçage direct, alors que le second attaquera une lampe 36W avec préchauffage des cathodes. Nous nous sommes particulièrement attachés à développer des produits simples dont la réalisation pratique ne devrait pas représenter d'obstacle à la majorité d'entre vous.



Le tube fluorescent, quelques rappels

Le fonctionnement des tubes fluorescents repose sur une décharge électrique en milieux gazeux. Pratiquement, on emprisonne du mercure sous la forme d'une goutte à l'intérieur d'une enceinte de verre dont les parois sont tapissées d'un mélange de poudres. L'arc électrique provoqué par l'ionisation de la vapeur de mercure va engendrer une émission ultraviolette. Cette radiation sera ensuite absorbée par les poudres qui produiront alors une lumière visible de longueur d'onde variable, selon la nature du mélange chimique. Ainsi, en agissant sur la composition de ces substances, le fabricant créera un spectre de couleurs ajustable selon l'emploi auquel il destine les lampes : blanc neutre, blanc universel, blanc chaud ...

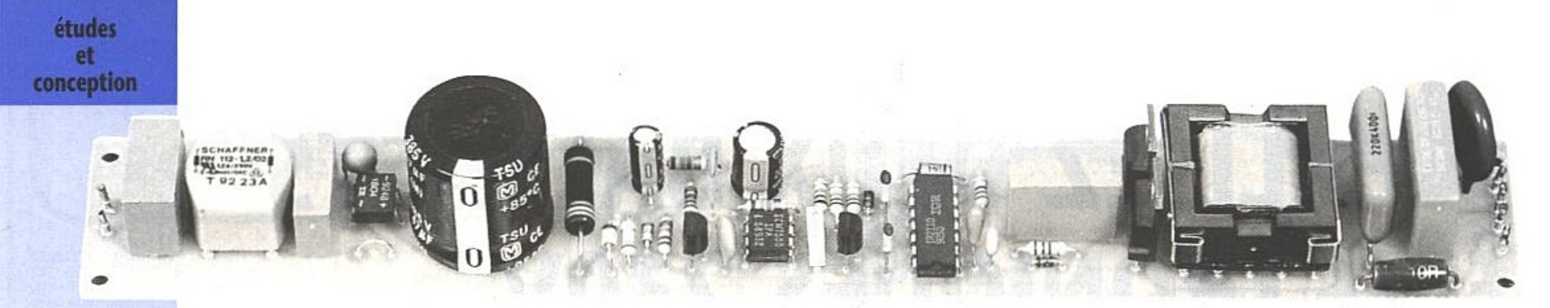
Les électrodes et l'amorçage du gaz

Dans certains modèles de tubes à décharge, un fort champ électrique extérieur peut provoquer l'ionisation du mélange gazeux. C'est le cas des tubes à éclats pour flashes et stroboscopes où une impulsion de haute tension appliquée sur la périphérie du tube entraîne la décharge électrique. Dans notre cas, les constructeurs utilisent des électrodes internes préchauffées à une haute température, qui contribuent à élever la population électronique à l'intérieur du tube et donc, facilitent la mise en avalanche du gaz. On fabrique ces électrodes à partir de matériaux tels le tungstène ou le molybdène, recouverts ensuite de pâtes émissives dont le potentiel d'extraction avoisine quelques électrons-volts. Nous verrons plus bas la nécessité de préchauffer ces électrodes avant l'amorçage du tube afin de leur assurer une longévité maximale. A noter que le terme cathode, couramment employé dans la littérature et dans cet article, est impropre, puisque chaque électrode joue alternativement le rôle de cathode et d'anode.
A température ambiante la pression du mercure étant faible, il faut veiller à le vaporiser dans le but d'obtenir une décharge lumineuse valable. En effet, une pression de 3.10^{-3} Torr associée à une température de 45° conduisent au meilleur rendement lumineux. Ce rôle incombe au gaz rare, en général du krypton ou de l'argon, que l'on introduira en petite quantité à une pression supérieure (quelques Torr). Celui-ci s'ionisera en premier, puis, par échauffement, vaporisera le mercure. Comme le potentiel d'ionisation des gaz rares dépasse celui du mercure, la décharge transite progressivement sur ce dernier. Cette période de vaporisation peut durer un certain temps et dépend de divers paramètres, dont la température ambiante. On note alors durant la mise en pression une augmentation de la lumière émise ainsi qu'une modification de la couleur apparente.

Préchauffage des cathodes

Les cycles d'allumage représentent le facteur principal dans le vieillissement des électrodes de tubes fluorescents. En effet, un amorçage brutal du gaz provoque un bombardement intense





des cathodes dont la pâte émissive se vaporise sur les parois du tube. Le noircissement des extrémités de la lampe témoigne de phénomènes de ce type. On distingue alors deux modes d'allumage : l'amorçage en régime de cathodes froides et l'amorçage en cathodes chaudes.
Le premier désigne un procédé consistant à appliquer au tube une tension suffisamment élevée pour entraîner son ionisation. Avant qu'elle ne conduise, le courant qui circule à l'intérieur de la lampe est très faible. Ainsi, un circuit LC attaqué par un signal de fréquence proche de la résonance peut facilement produire la haute tension nécessaire au déclenchement de l'amorçage. Une fois la lampe allumée, le circuit LC se trouve fortement chargé et la tension aux bornes de la lampe tombe à des valeurs nettement plus faibles. Par exemple, il faut plus d'1kV crête pour ioniser un tube 36W rectiligne alors que sa tension de fonctionnement RMS dépasse à peine cent volts. Bien entendu, la tension d'amorçage varie selon les dimensions géométriques du tube : un tube de 18W rectiligne présentera une tension d'avalanche nettement supérieure à son équivalent en version compacte. Il s'agit en fait de la distance inter-électrodes qui conditionne le champ électrique appliqué au gaz. Certains constructeurs ont d'ailleurs commercialisé des versions de tubes incorporant une bande d'amorçage. Cette bande conductrice permet de réduire virtuellement la distance entre les électrodes et donc, d'augmenter fortement le champ électrique local. Une fois l'amorçage effectué, il se propage au reste du tube. Bien que la technologie actuelle ne le permette pas vraiment, il est tout à fait possible d'entretenir l'ionisation de la lampe par une tension continue. On parvient à ce procédé en attaquant le tube par une source de courant constant. Malheureusement, le fait de figer chaque électrode dans une fonction unique (anode ou cathode) conduit à sa rapide détérioration.
Le démarrage en cathodes chaudes est conseillé par la majorité des constructeurs de lampes. Il consiste à faire circuler un courant alternatif ou continu dans les filaments et assurer ainsi leur préchauffage. Attention, il faut veiller à ce que la tension alors présente aux bornes du tube n'entraîne pas son amorçage. On se retrouverait alors en régime de cathodes froides, avec les inconvénients décrits plus haut. La norme en vigueur conseille un préchauffage minimal de 400ms.
Le choix du régime d'amorçage dépend de nombreux facteurs. Le coût de revient d'une part : un préchauffage nécessite une circuiterie plus complexe que celle d'un allumage immédiat. L'utilisation de la lampe, d'autre part, joue un rôle non négligeable lors de la phase de conception du ballast. En effet, pour des éclairages destinés à fonctionner en permanence tels des ateliers de production, des ascenseurs, nul n'est besoin de préchauffer les électrodes puisque la lampe ne sera quasiment pas soumise à des cycles d'allumage répétés. En revanche, pour des dispositifs tels l'éclairage domestique, les minuteries d'escaliers, le préchauffage reste essentiel pour assurer la pérennité de fonctionnement du produit. Dans des applications de minuterie, certains constructeurs proposent même un préchauffage permanent des électrodes. Nous verrons plus bas les méthodes électroniques mises en oeuvre.

La solution traditionnelle 50Hz

Si l'on attaquait une lampe fluorescente par une impédance quasi-nulle, le courant de conduction tendrait à croître vers l'infini et le tube serait détruit rapidement. La **figure 1** représente la courbe de réponse d'un tube fluorescent. On remarque immédiatement que plus le courant augmente, plus la tension aux bornes du dispositif diminue. Le tube se comporte donc comme un dipôle à résistance négative. Dans un système 50Hz classique, le tube se trouve attaqué par une source de courant, en l'occurrence une self appelée ballast. Elle joue le rôle de limiteur d'intensité, mais également de générateur haute-tension. La **figure 2** illustre la constitution d'un luminaire fluorescent alimenté par le réseau. Le starter de compose d'un contact bilame, ouvert au repos, emprisonné dans une enveloppe de verre contenant un mélange gazeux à base de néon. A la mise sous tension générale, le tube non amorcé présentant une forte résistance, la totalité du potentiel d'entrée se retrouve aux bornes du starter et entraîne l'ionisation immédiate du gaz qu'il contient. Le bilame s'échauffe alors et ferme son contact, stoppant l'ionisation. A ce moment, un courant circule dans les filaments et contribue à leur préchauffage. Lorsque la température du bilame atteint son point bas, le contact électrique se rompt et, grâce à la présence de la self, une pointe de tension naît qui démarre le tube fluorescent. Cependant, comme l'ouverture du bilame s'effectue quel que soit le niveau de courant traversant la bobine, ou encore de façon asynchrone avec la période secteur, il se peut que la lampe ne démarre pas. Le cycle reprend alors jusqu'au parfait allumage du tube. Ces systèmes d'éclairage présente le défaut majeur de ne pas s'allumer immédiatement et de s'éteindre lors du passage à zéro du courant. A 50Hz, il s'ensuit un scintillement pouvant, à la longue, occasionner une fatigue visuelle. On jugule ce défaut en employant des boîtiers équipés de deux tubes chacun alimenté par des signaux en quadrature. Autre point noir, les dispositifs 50Hz pénalisent le travail sur console informatique. Le battement de fréquence (repliement de spectre) engendré par le papillotement du tube avec la fréquence trame du moniteur, entre 50 et 70Hz environ, provoque un scintillement fort désagréable. En conséquence, l'éclairage d'un bureau informatique se fera à l'aide d'ampoules classiques ou halogènes plutôt qu'avec des tubes fluorescents basse fréquence.

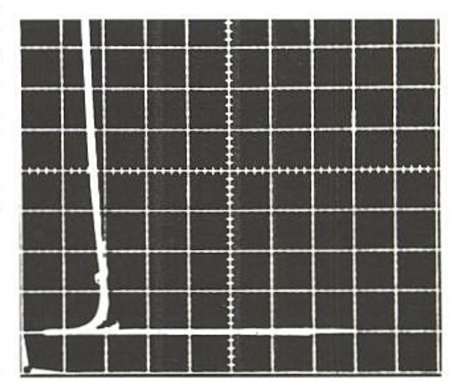


Figure 1 : courant (2mA/div) en fonction de la tension (hor. 200V/div)

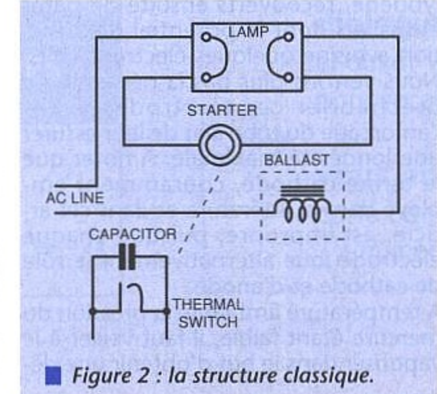


Figure 2 : la structure classique.

Bilan de la consommation

Nous prendrons, pour exemple, une réglette fluorescente 18W du commerce alimentée par un réseau 230V. Rappelons que la puissance s'écrit classiquement :

$$P \text{ (watt)} = 1/T \int U(t)\, I(t)\, dt.$$

Cette intégrale représente la puissance active et vaut, dans le cadre de signaux sinusoïdaux :

Pactive (en WATT) = Urms.Irms cos φ

avec φ, le déphasage entre le courant et la tension. On définit également la puissance réactive, en VAR, volt-ampères réactifs, qui se calcule par la formule suivante :

Préactive = Urms Irms sin φ.

En fait, il s'agit pour ces deux définitions, de la projection du vecteur Urms.Irms sur les axes imaginaires (Préactive) et réels (Pactive) comme l'illustre le diagramme de Fresnel en **figure 3**. Si le cos φ tend vers 1 (dépha-



sage nul), la puissance réactive tend vers zéro, et la charge, vue du réseau, devient résistive. EDF privilégie cette situation car le compteur électrique ne facture que la portion active de la puissance fournie. En effet, bien que la valeur moyenne du terme réactif soit nulle, le courant associé circule bel et bien dans les conducteurs et contribue à leur échauffement s'ils ne sont pas dimensionnés en conséquence. De plus, les génératrices doivent délivrer ce courant, finalement non facturé ! Cela signifie qu'EDF demande aux usagers de brancher uniquement des éléments présentant un cos φ proche de 1. Dans ce cas, la puissance réactive est très faible et ne pénalise pas EDF.
Le cos φ se suffit pas à caractériser un système. En effet, le terme déphasage ainsi que les formules précédentes, ne s'appliquent qu'à des signaux sinusoïdaux. Comment faire en présence de courants fortement distordus ? On définit alors le facteur de puissance (PF, Power Factor en Anglais) qui s'exprime par le quotient de la puissance active W par la puissance apparente désignée par la lettre S :
PF = Watts / Volt.Ampère = W / S.
Il existe d'autre définitions du facteur de puissance qui permettent de caractériser le taux de distorsion du courant et ainsi, imposer la limitation des harmoniques réinjectés sur le réseau. Attention, le cosinus phi n'est pas le facteur de puissance, sauf en présence de tension et courant sinusoïdaux. Nous verrons plus loin un cas contraire, avec un redresseur double alternances. Enfin, signalons qu'il existe des circuits intégrés spécialement conçus pour corriger le facteur de puissance d'un équipement. Ces derniers, nommés PFC (Power Factor Corrector) agissent en forçant le courant consommé sur le réseau à suivre le mieux possible la sinusoïde d'entrée. Nous aurons l'occasion, prochainement, de revenir sur ces produits.
Si vous mesurez l'intensité puis la tension efficace que le réseau délivre à un équipement non linéaire, la multiplication des deux valeurs conduira à une puissance apparente (des Volts.Ampères). Pour obtenir des Watts, facturés par l'EDF, il faut multiplier le résultat par le facteur de puissance de l'appareil considéré. Les mesures ci-dessous, effectuées sur une réglette 18W du commerce étayent ces propos :
Vrms = 230V ; tension d'entrée réseau
Irms = 366mA ; courant consommé sur le réseau
φ = 69,5° ; déphasage courant-tension
cos φ = 0,35
Pactive = 29,48 W (UI cos φ)
Préact = 78,84 VAR (UI sin φ)
S = 82,35 VA
PF = 29,48 / 82,35 = 0,35, soit notre cos φ dans ce cas particulier.
La puissance effectivement délivrée à la lampe vaut 19,5W, soit un rendement η de : 19,5 / 29,48 = 66%. La bobine présentant une valeur ohmique de 75Ω, elle dissipera une puissance de 10 watts. En se basant arbitrairement sur un kilowatt-heure facturé à 50 centimes, une heure de fonctionnement du ballast fluorescent 18W coûtera 1,47 centime à la compagnie, puisque, comme indiqué précédemment, le compteur E.D.F ne prendra en compte que la partie active de la puissance. Cependant, les câbles de liaison devront être dimensionnés afin de laisser passer le courant réactif sans occasionner de pertes rédhibitoires en bout de ligne. Le rendement de l'ensemble est médiocre, le système dégage de la chaleur.

Figure 3 : diagramme de Fresnel de la puissance.

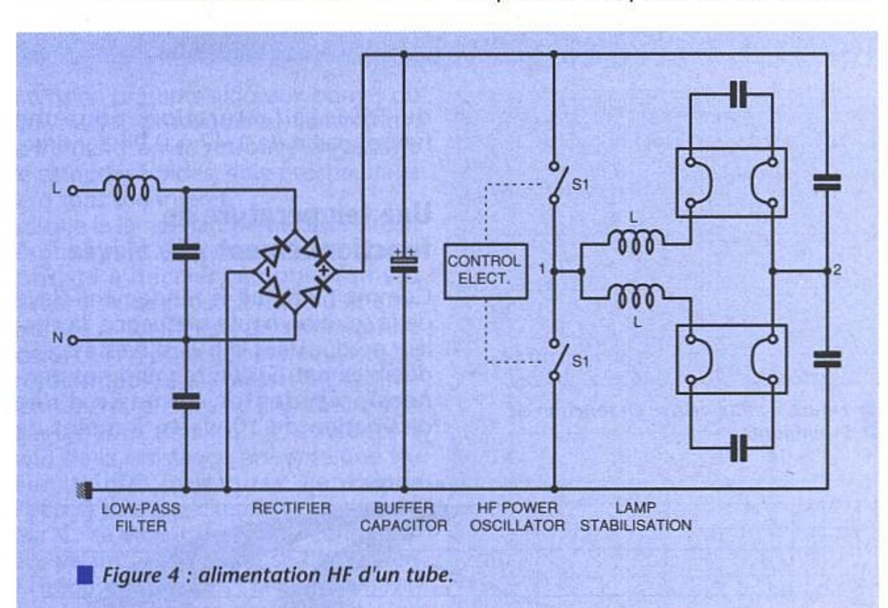


Figure 4 : alimentation HF d'un tube.

Alimenter les tubes en haute fréquence

La solution haute fréquence présente de nombreux avantages décrits plus bas. Le principe, dessiné à la **figure 4**, consiste à découper la tension réseau redressée et délivrer des signaux carrés HF pour piloter le tube électronique au travers d'une bobine limitatrice de courant. Cependant, la valeur élevée de la fréquence de découpage autorise l'emploi d'inductances de faible valeur, bobinées sur une ferrite aux dimensions compactes. Un condensateur placé entre les filaments autorise leur préchauffage ainsi que l'amorçage de la lampe grâce à la pointe de tension produite par ce réseau LC à la résonance.

Un flux lumineux supérieur

La courbe de la **figure 5** exprime le rendement lumineux en fonction de la fréquence à laquelle le tube est soumis. Pour une puissance égale à celle d'un équipement 50Hz, on observe une augmentation du flux lumineux de 10%. Cette valeur plafonne à partir de 30kHz. Par conséquent, en conservant la puissance lumineuse initiale, un système fluorescent haute fréquence consommera moins que son homologue 50Hz. La **figure 6** compare les puissances à fournir en alimentation haute fréquence et conventionnelle. Si

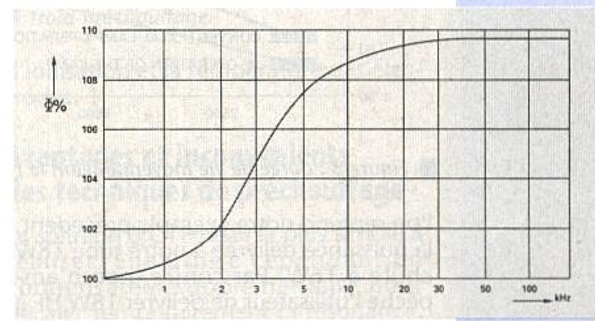
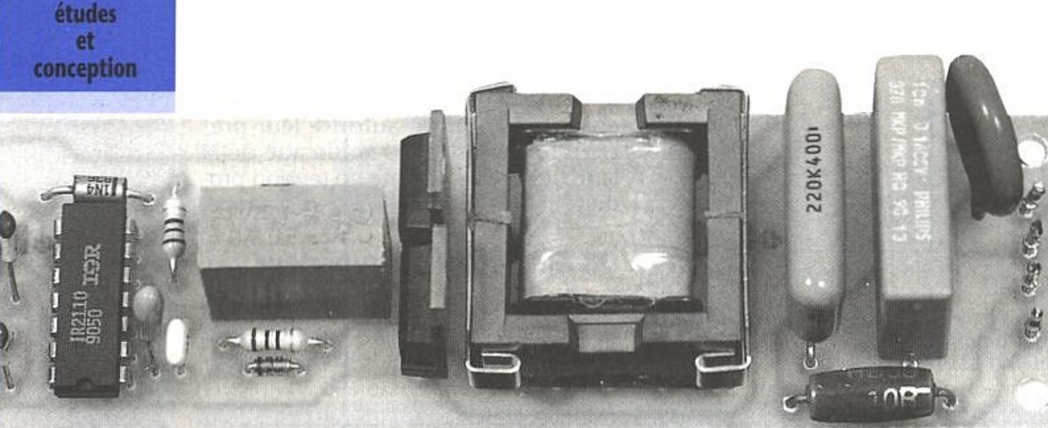


Figure 5 : rendement lumineux en fonction de la fréquence de découpage.

Figure 6 : puissances consommées en HF et 50Hz selon un flux lumineux donné.

Length of the lamp	150 cm		120 cm		60 cm		41,5 cm	
Lamp	TL'D 58W	TL'D 50W HF	TL'D 36W	TL'D 32W HF	TL'D 18W	TL'D 16W	PL-L 36W	
Operation	50 Hz	HF	50 Hz	HF	50 Hz	HF	50 Hz	HF
Lamp power (W)	58	50	36	32	18	16	36	32.5
Luminous flux (lm)	5400	5200	3450	3200	1450	1400	2900	2900
Luminous efficacy of the lamp (lm/W)	93	104	96	100	81	91	80.5	89





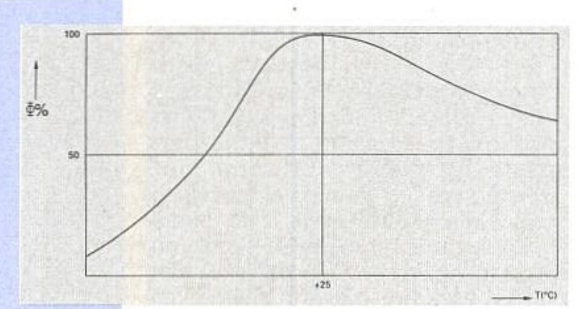


Figure 7 : flux délivré en fonction de θ ambiante.

l'on reprend notre exemple précédent, la puissance délivrée à notre tube 18W chute à 16W. Par contre, rien n'empêche l'utilisateur de délivrer 18W HF à son tube et alors bénéficier d'un flux lumineux encore plus élevé.

Une consommation inférieure à la solution traditionnelle

Les développements des semi-conducteurs conduisent désormais à des dispositifs performants dont les pertes en fonctionnement sont très faibles. L'architecture mise en oeuvre dans un ballast électronique haute fréquence conduit à des rendements nettement supérieurs à ceux habituellement rencontrés sur le couple starter-ballast à 50Hz. Typiquement, un ballast électronique présente un rendement supérieur à 85%. Si l'on reprend les données précédemment exposées, un tube fluorescent 18W ne réclamera que 16/0,85 = 18,82 watts pour délivrer sa pleine puissance. Soit une consommation réduite de 36%. La facturation, pour une heure, passe de 1,47 à 0,94 centime.

Une température de fonctionnement peu élevée

Comme l'indique le rendement élevé de la solution haute fréquence, la chaleur perdue dans le ballast baisse considérablement. Si l'on reprend nos données précédentes, on passe d'une dissipation de 10 watts, à moins de 3 watts. En conséquence, la perturbation apportée par le dispositif d'éclairage vis à vis du système d'air conditionné diminue, entraînant une baisse de son régime.

Effet de la chaleur sur le flux lumineux

La **figure 7** illustre la relation liant l'intensité lumineuse délivrée par le tube, en fonction de la température de l'air ambiant. Le maximum de flux se situe à 25° environ. De par les pertes engendrées par le ballast 50Hz, la température à proximité du tube dépasse cette valeur, particulièrement dans les luminaires fermés. Si, à présent, le système 50Hz cède la place à un dispositif haute fréquence, le fort rendement de l'ensemble autorise un déplacement du point de fonctionnement vers la région à 25°C, engendrant alors une augmentation du flux lumineux.



Une durée de vie importante

L'expérience montre que le pilotage d'un tube fluorescent par un courant haute fréquence, accroît sa durée de vie. La **figure 8** représente deux courbes de durée de vie moyenne, caractérisant un tube alimenté par un ballast 50Hz et ce même tube attaqué par un système haute fréquence. Les tubes utilisés pour ces tests ont été soumis à des cycles d'allumage-extinction présentant les caractéristiques suivantes : allumage durant 2 heures 45, extinction pendant 15 minutes, nouvel allumage ... Selon PHILIPS, la méthode haute fréquence allonge la durée de vie de plus de 3000 heures.

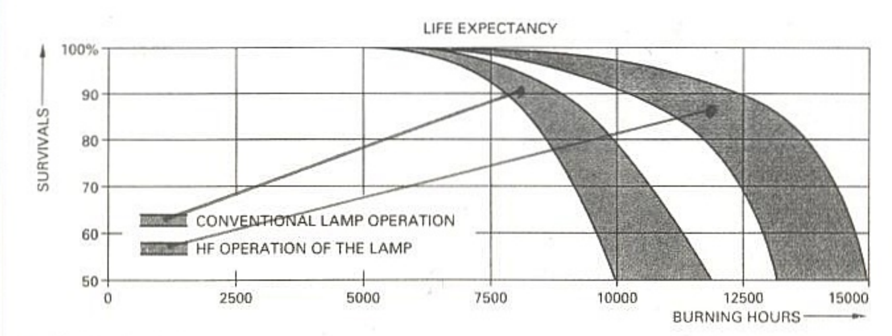


Figure 8 : durée de vie moyenne selon le type de commande.

Une interconnexion simplifiée

Un luminaire conventionnel double utilise habituellement deux starters, deux ballasts et un condensateur. Un ballast haute fréquence pilotant deux tubes, ne met en oeuvre qu'un seul et unique composant, éliminant ainsi une quantité certaine de fils ainsi que les manipulations nécessaires à l'assemblage du luminaire .

Le ballast électronique classique

Comme indiqué en figure 4, il s'agit de produire des signaux carrés oscillant entre 0 et 325V, à une fréquence supérieure ou égale à 30kHz. La lampe produisant une lumière pulsée, il se peut que le rayonnement électromagnétique correspondant vienne perturber des équipements de télécommande à

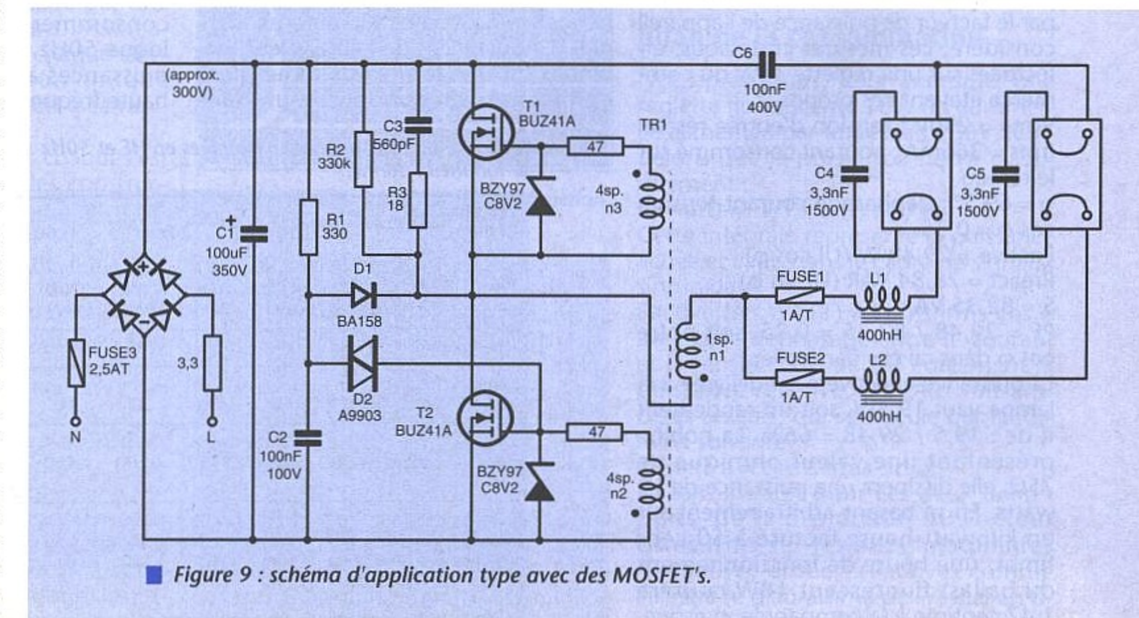


Figure 9 : schéma d'application type avec des MOSFET's.

infrarouge fonctionnant à 36kHz. Ainsi, les ballasts PHILIPS travaillent-ils à 28 kHz afin de ne pas gêner ces systèmes. SIEMENS, selon les notes d'application que nous avons lues, travaille entre 40 et 150kHz.
La **figure 9** représente le schéma classique, version MOSFET's, (application SIEMENS) mis en oeuvre dans la plupart des lampes compactes que l'on trouve dans le commerce. Il s'agit d'un montage auto-oscillant, dont le démarrage est assuré par le diac D2, après montée en tension aux bornes de C2. En régime permanent, D1 bloque ce réseau et il n'intervient plus dans le montage. Les oscillations sont entretenues par une réaction positive apportée par le transformateur de courant Tr1. Les lampes sont alimentées à travers les bobines L1 et L2 et les condensateurs C4 et C5. A la mise sous tension, après apparition des carrés haute fréquence, le tube non amorcé ne charge pas son réseau LC (L1, C4 et L2, C3). Le Q est alors très élevé et une tension sinusoïdale importante apparaît aux bornes du tube. Celui-ci s'ionise immédiatement et écroule la tension à ses bornes. Le courant qui circule alors dans le tube n'est pas vraiment sinusoïdal, mais correspond plutôt à des portions d'exponentielles. Attention, à la résonance, seules les pertes ohmiques de la bobine ainsi que les divers composants résistifs en série, limitent la croissance de courant. Si aucune précaution n'est prise, les filaments rendent l'âme rapidement. L'un des avantages de ce type de circuit, hormis sa simplicité évidente, réside dans le transformateur Tr1 réalisé sur un noyau saturable. Si le courant qui le traverse dépasse une certaine limite, son noyau sature et le couplage des grilles de MOSFET diminue fortement, réduisant drastiquement leur tension de pilotage. Le courant drain diminue alors automatiquement et limite l'intensité à la résonance. Astucieux ! Cette architecture auto-oscillante est reprise par nombre de constructeurs sur leurs ballasts (PHILIPS, OSRAM, CLAUDE...) et utilise également ce principe de transformateur saturable. Pour des raisons de coût et facilité de pilotage, on trouve actuellement une majorité de produits réalisés autour de transistors bipolaires. Les MOSFET's réclament des signaux de commande aux flancs raides pour éviter les pertes en commutation et aucun circuit simple et miniature n'existait avant l'arrivée de l'IR2155 introduit récemment par International-Rectifier (voir information publiée dans ERP 558). Nous proposerons une réalisation autour de ce composant.

Le démarrage à chaud

Comme exposé précédemment, le préchauffage des électrodes nécessite un certain nombre de composants supplémentaires. Il existe différentes méthodes pour réaliser cette fonction. Dans tous les cas, il convient de faire circuler un courant alternatif ou continu dans les filaments afin d'augmenter leur température et élever la pression qui règne dans la lampe. En aucun cas, la tension présente alors aux bornes du tube ne doit provoquer son amorçage. Autrement, on se retrouve en régime de cathodes froides, et le préchauffage perd tout son intérêt.

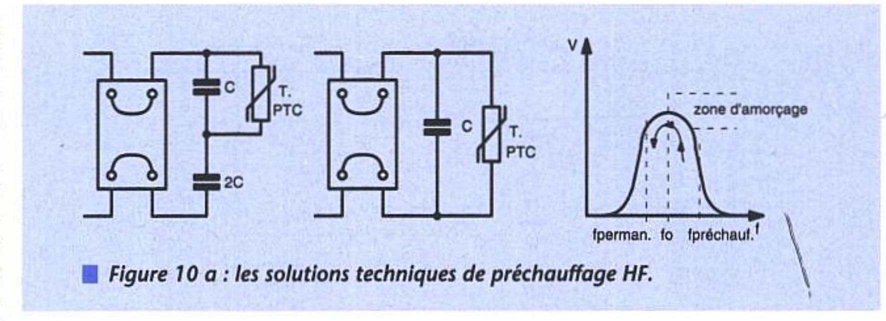


Figure 10 a : les solutions techniques de préchauffage HF.

Puisque la lampe fait partie d'un circuit résonnant LC, la première solution consiste à décaler temporairement l'accord de ce circuit à l'aide d'une résistance à coefficient de température positif (CTP), pour que la fréquence de travail imposée au ballast en régime permanent, n'entraîne pas l'accord. A la mise sous tension, la résistance à froid de la résistance présente une valeur faible (quelques centaines d'ohms) et court-circuite le condensateur C. La valeur de l'autre condensateur valant 2C, l'accord se décale vers les fréquences basses : la tension développée aux bornes des filaments ne peut ioniser la lampe et les filaments se préchauffent. La CTP est également parcourue par ce courant et sa résistance bascule soudainement vers une valeur élevée. La mise en série de C et 2C conduit à un condensateur équivalent de valeur inférieure à C, ce qui ramène l'accord vers la fréquence de travail. Le tube s'amorce alors immédiatement. La durée minimale de préchauffage ne doit pas être inférieure à 400ms, conformément à la norme CEI-929.
La seconde solution utilise également une CTP, mais elle se retrouve en parallèle sur le condensateur C. A froid, cet élément écroule le coefficient de qualité et une tension peu élevée se retrouve aux bornes de la lampe, dont les filaments sont traversés par du courant. Au basculement de la CTP, le coefficient de qualité retrouve sa valeur originelle et la lampe s'allume immédiatement. Le principal inconvénient réside dans le choix de la CTP qui doit supporter la totalité de la tension d'amorçage.
La troisième solution se passe de CTP et met en oeuvre un oscillateur contrôlé en tension (VCO). Lors de la mise en route, la fréquence élevée empêche l'accord du circuit LC : un courant circule dans les filaments sans que le tube ne s'amorce. Quelques centaines de millisecondes plus tard, la fréquence passe brusquement par l'accord pour tomber à sa fréquence permanente. Le tube s'illumine aussitôt. Cette méthode présente le défaut d'attaquer le circuit à la résonance et réclame une résistance pour amortir le circuit durant cette phase, sauf si l'on utilise la technique auto-oscillante à transformateur saturable.
La **figure 10a** illustre ces différentes techniques. Le graphique de la **figure 10b** démontre le lien entre la tension d'ionisation et la température des électrodes.

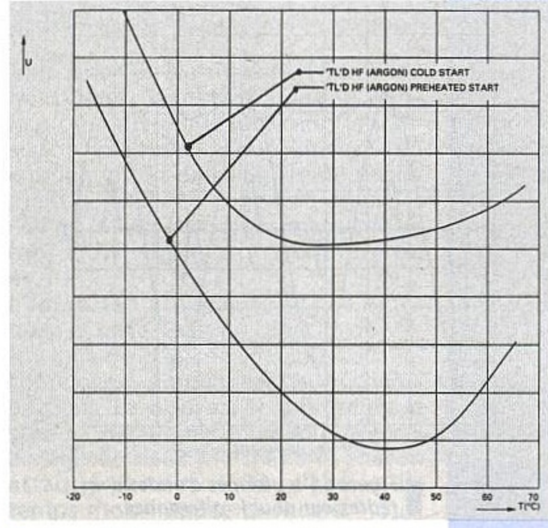


Figure 10 b : comparaison démarrage à froid-préchauffage.

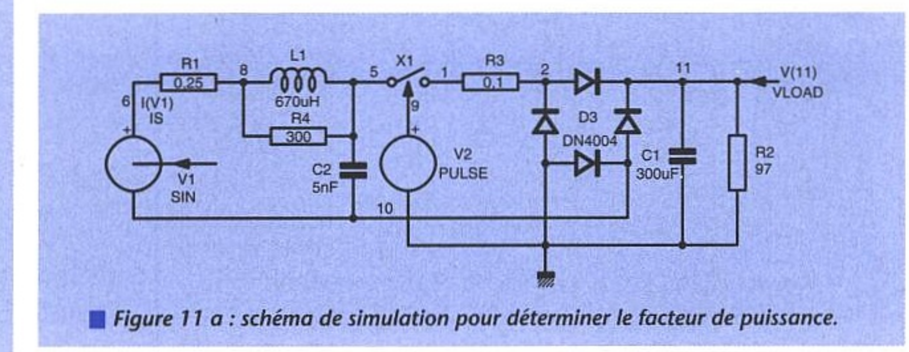
Avantages et inconvénients des techniques de préchauffage

La solution à CTP reste la plus simple à réaliser. Elle utilise cependant un condensateur supplémentaire pour décaler temporairement la résonance. Son principal défaut reste la température de 150°C à laquelle la CTP travaille. Dans les environnements confinés, cet échauffement peut porter préjudice aux éléments voisins. On rencontre cependant des CTP dans les lampes compactes du marché. Malheureusement, l'approvisionnement des ces composants spécifiques pose problème et nous laisserons de côté cette méthode.
La méthode VCO supprime la CTP mais peut grèver le prix de revient final, selon l'architecture retenue. Dans cet article, les difficultés liées à la fabrication d'un transformateur saturable écartent naturellement cette méthode. Nous utiliserons donc un couple résistance-varistance pour limiter l'excursion de courant lors du passage à la résonance. Ce procédé sera mis en oeuvre dans la version 36W, alors qu'en 18W, nous nous cantonnerons à un amorçage en cathodes froides.

Forme des courants absorbés et facteur de puissance

Nous sommes en présence d'un redressement double alternance qui produit des pics de courant à chaque pas-





■ *Figure 11 a : schéma de simulation pour déterminer le facteur de puissance.*

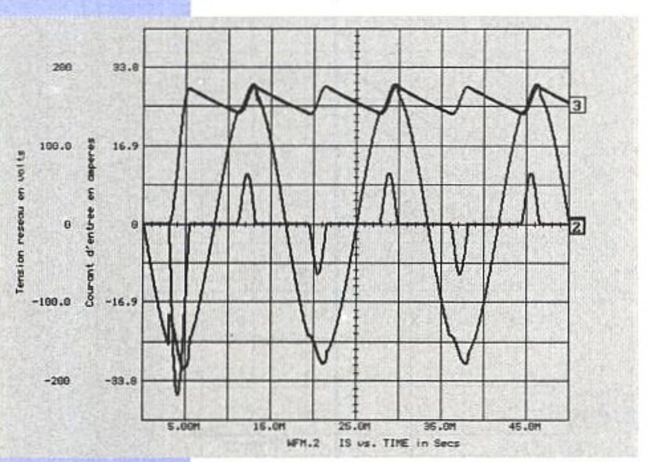
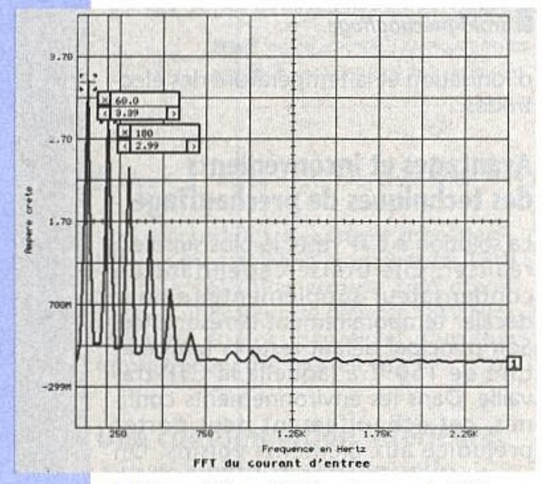


Figure 11 b : formes d'ondes d'un redresseur double alternance.



■ *Figure 11 c : FFT des signaux de 11 b.*

sage de la tension secteur par son maximum. La **figure 11a** correspond au schéma saisi sous SpiceNET et simulé ensuite par le logiciel IsSpice de la société américaine IntuSoft (représentée en France par Excem, à Maule dans les Yvelines). Nous avons repris le schéma initialement publié dans la Newsletter d'IntuSoft de Mars 93 qui traitait des simulations d'alimentation à découpage.
Il s'agit du réseau 230V associé à différents composants permettant sa modélisation approchée. L'interrupteur illustre une mise sous tension par l'utilisateur. Le pont de diodes est ensuite chargé par un condensateur de lissage qui débite sur une résistance. Le résultat apparaît en **figure 11b**. On remarque immédiatement le fort appel de courant du à la décharge initiale du condensateur C1. En fait, cette surintensité varie selon la valeur de la tension d'entrée à laquelle le démarrage a lieu. Le courant présente une forte distorsion comme en témoigne sa FFT en **figure 11c**.
La tension d'entrée subit également les effets de ces pics de courant, sous forme d'une légère incurvation aux extrémités des sommets. Les anglais indiquent cette distorsion par «line sag» (fléchissement).
La mesure du facteur de puissance peut s'effectuer de différentes façons. La première, consiste à relever les valeurs efficaces des tensions et courants mis en jeux. Pour cela, IntuScope fournit deux curseurs qui permettent d'isoler précisément la période du signal étudié. Sans les curseurs, la mesure ne revêt aucune signification, à moins que la simulation entière ne compte qu'une seule période entière de signal. Nous avons relevé 3,68A et 120V, soit une puissance apparente de : 3,68 x 120 = 441,6VA. La mesure de la puissance active se fait en appliquant la formule évoquée précédemment :
$P\ (watt) = 1/T \int U(t)\, I(t)\, dt$. Sous IntuScope, il suffit de multiplier les deux courbes I(t) par U(t) pour obtenir la puissance instantanée. Enfin, la fonction average nous donne le résultat de l'intégrale, soit 263W. Le quotient W/VA indique alors un facteur de puissance égal à 0,596. Le rendement vient immédiatement :
$\eta = Pout/Pin = (Vout^2/R2)\ /Pin$
$= (157^2/97)\ /\ 263 = 96{,}6\%$.
La seconde méthode applique une formule différente pour le facteur de puissance :
$PF = Ifund(eff) \times \cos\varphi 1 /\ Ieff\ (total)$. Dans notre cas avec IntuScope, il nous paraît impossible de connaître avec précision le déphasage φ1 entre les fondamentaux des tension et courant d'entrée. Pratiquement, il faudrait un véritable analyseur de réseau. En fait, le pic étant quasiment centré sur la crête de la sinusoïde, le cos φ1 est très voisin de 1. Puisque l'on connaît le PF calculé précisément plus haut, il suffit d'appliquer la formule pour retrouver précisément cos φ1 :
(PF x Ieff (total)) / Ifund(eff), soit dans l'exemple proposé : Ifund(eff) = 2,39A (figure 11c) d'où cos φ1 = 0,92 .
Enfin, la troisième formule met en oeuvre le taux de distorsion harmonique total (THD), mais IntuScope ne permet pas de le calculer automatiquement (on peut bien sur effectuer la moyenne quadratique des harmoniques...) :
$PF = Ifund\ (eff) \times \cos\varphi 1\ /\ \sqrt{(1+THD^2)}$.

Conclusion, le taux d'harmoniques réinjectés sur le réseau est assez important. Pour connaître exactement les valeurs autorisées par la norme EN 60555-2, on se reportera à la **figure 12**.

La structure du ballast électronique, section puissance

Le pont de puissance, tel celui schématisé en figure 4, emploie deux MOS-FET's canal N, capables de supporter 400V. En effet, compte tenu des diverses chutes de tension, le rail positif atteint 310V environ. Les deux transistors reçoivent leur signaux de commande d'un circuit intégré spécialisé, l'IR2110. Fabriqué par International-Rectifier, ce circuit exploite la technique du boostrapping, précédemment décrite en détail par l'auteur (voir bibliographie). Il permet le pilotage aisé d'un demi-bras de composants MOS dont la tension d'alimentation atteint 600 volts. Les résistances en série dans les grilles limitent le pic de courant à une valeur acceptable par le 2110 et freine la croissance du Vgs. Cette dernière mesure permet de limiter le di/dt lors de la mise en conduction des MOS et, par la même occasion, de réduire les émissions radio-électriques parasites. Le paragraphe ci-après décrit les phénomènes mis en jeux.

Problèmes liés aux structures en H ou demi-H

La **figure 13a** (source SILICONIX) illustre une configuration classique associée à ses diagrammes temporels, dans laquelle la grille du MOS supérieur est court-circuitée à sa source, afin d'isoler sa diode technologique. Durant le temps t1, Q1 conduit et le courant circule dans l'inductance vers la masse. Au moment où Q1 s'ouvre, le champ magnétique s'écroule dans la self et le courant continue de circuler au travers de la diode interne de Q2,

■ *Figure 12 : ce qu'autorisent les normes.*

Rang de l'harmonique	Courant harmonique maximal admissible (en ampères)
Harmoniques impairs	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0{,}15 \cdot \frac{15}{n}$
Harmoniques pairs	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0{,}23 \cdot \frac{8}{n}$



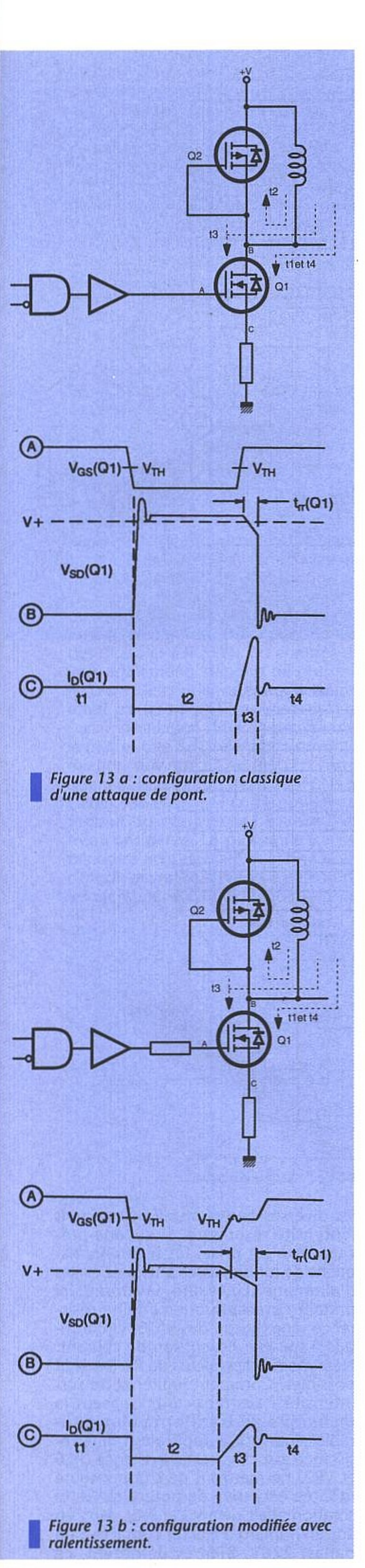
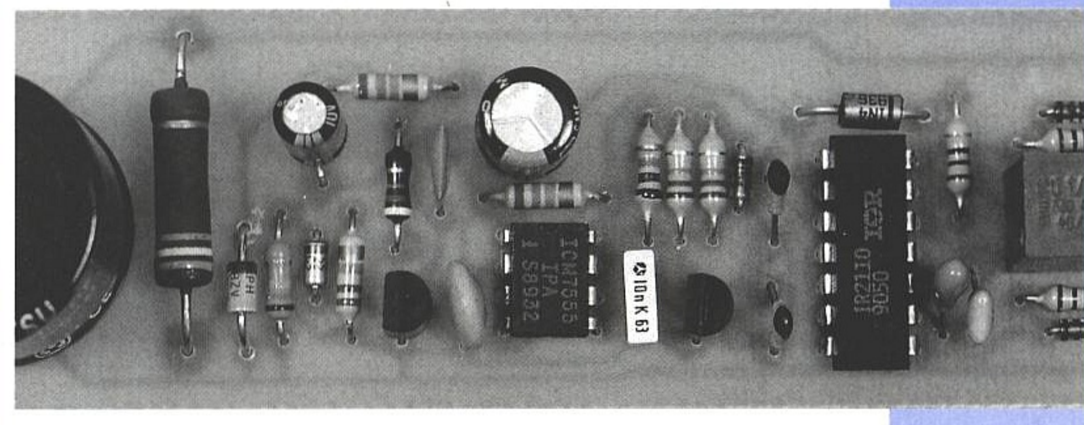


Figure 13 a : configuration classique d'une attaque de pont.

Figure 13 b : configuration modifiée avec ralentissement.



Q2_D. La conduction simultanée (shoot-through en anglais) naît pendant t3, lorsque Q1 redevient passant. A cet instant, ce transistor conduit un courant imposé par la charge, mais également par Q2_D, toujours conductrice. Lorsque la tension aux bornes de Q2 s'inverse, elle force sa diode interne à se bloquer et démarrer son processus de recouvrement. Cet état de fait produit une forte impulsion de courant qui dépend du temps de recouvrement inverse de Q2_D. Ce trr est lié au courant direct précédent le blocage, ainsi qu'au di/dt imposé à la diode par Q1 pour stopper sa conduction. L'amplitude du pic de courant dépend du produit de la tension Vgs de Q1 par sa transconductance gfs au moment du recouvrement de Q2_D. Le remède consiste, comme souligné dans le paragraphe précédent, à ralentir la mise en conduction de Q1 durant t3 (**figure 13b**). En réduisant le dVgs/dt, le niveau de tension sur la grille présent sur la grille de Q1 lorsque Q2_D recouvre, sera inférieur et donc, limitera l'excursion de courant. L'augmentation d'impédance sur la grille de Q1, diminue le di/dt qui force le recouvrement, et naturellement, accroît ce dernier.

Attention également à la rapidité avec laquelle Q1 rétablit la tension drain-source de Q2, alors que sa diode interne conduit. Si ce dv/dt dépasse la valeur prescrite par le fabricant, le transistor parasite peut entrer en conduction et détruire irrémédiablement le MOSFET concerné. Pour les IRF740 utilisés dans notre maquette, le fabricant stipule un maximum de 4V/ns.

L'importante capacité située entre drain et grille (Crss, ou capacité de Miller) joue un rôle considérable dans les conductions simultanées de MOSFET's en pont. La **figure 13c** représente le schéma électrique simulé sous IsSpice. Il s'agit de deux MOSFET's N chacun attaqué par des signaux carrés. Le temps mort imposé se situe à 1,5µs. Au repos, les deux MOSFET's sont bloqués. Si à présent X2 conduit, le potentiel de sortie tombe à zéro. Quelques instants après, X2 s'ouvre et 1,5µs plus tard, X1 se ferme. A cet instant, le drain de X2 se trouve hissé vers 400V et la variation de tension aux bornes de son Crss est telle, que la tension de grille de X2 s'élève et peut, selon l'impédance qui fixe sa grille, redéclencher ce transistor avec l'appel de courant qui en résulte. Dans certains cas, ce Vgs peut dépasser la valeur limite autorisée par le fabricant (généralement +/- 20V) et le MOS passe de vie à trépas. Des diodes zé-

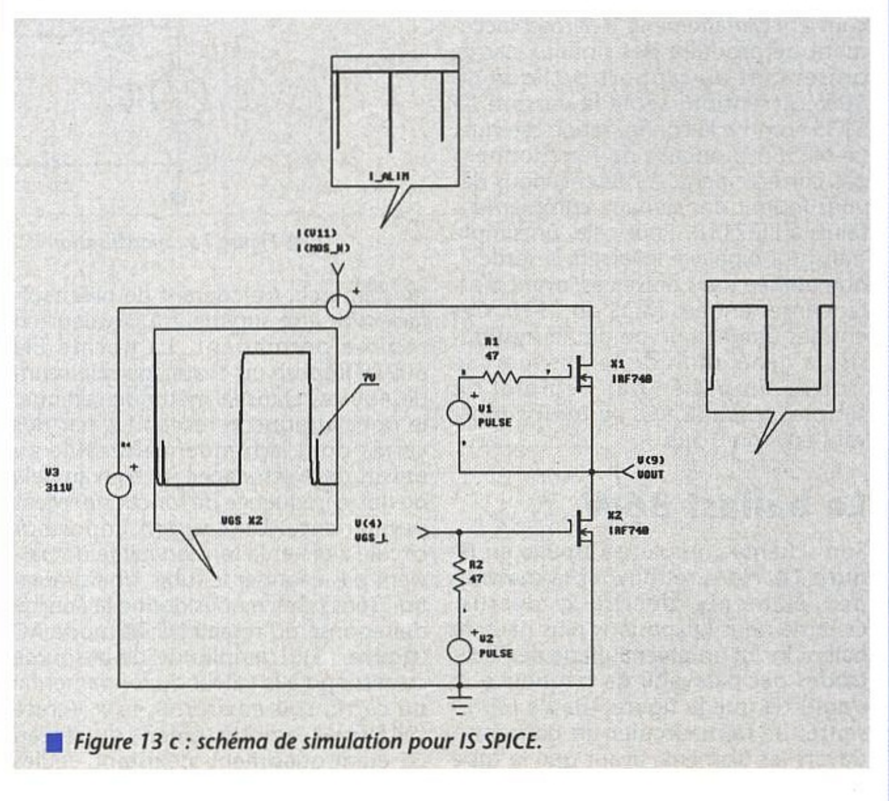


Figure 13 c : schéma de simulation pour IS SPICE.



Figure 14 : schéma du ballast 36 W.

ners câblées entre grille et source sont alors indispensables. Sur des dispositifs fonctionnant sous tension importante, comme nos ballasts, ce phénomène se produira si le circuit démarre sans qu'un tube ne soit branché en sortie. Si l'utilisateur ne coupe pas l'alimentation rapidement, les deux MOSFET's rendent l'âme par une dissipation trop importante.

Génération des oscillations

L'IR2110 ne comporte pas d'horloge interne, ni de temps mort destiné à juguler toute conduction simultanée des MOSFET's qu'il pilote. Si l'on souhaite réaliser une horloge simple et reproductible, le 555 en version C-MOS convient parfaitement. Il permet facilement de produire des signaux carrés présentant un rapport cyclique de 50%. Attention, seule la version C-MOS autorise la configuration retenue. Le NE555 bipolaire ne fonctionnera pas correctement. A présent, nous devons fournir des signaux complémentaires à l'IR2110. Pour cela, un simple transistor bipolaire inversera la sortie 7, non utilisée dans notre cas, avant d'attaquer les entrées MOS du 2110. Ces entrées étant pourvue d'une hystérésis, la génération de temps mort se trouve simplifiée par l'emploi de simples réseaux RC. Le temps mort vaut environ 0,5µs.

Le ballast 36W

Son schéma complet se trouve en **figure 14**. Nous retrouvons la majorité des éléments décrits ci-dessus. Comme nous l'exposions plus haut, le ballast inclut un préchauffage des électrodes par balayage de fréquence. Il s'agit, tel que la figure 10a l'a représenté, de faire circuler un courant à travers les filaments avant que le tube ne s'amorce. Ce courant de préchauffage doit être supérieur à la valeur en régime permanent. La norme EN 60929 impose un chauffage minimum de 400ms. Dans la méthode retenue, le pont attaque le réseau LC par des carrés dont la fréquence se situe au dessus de la résonance, et bien au delà de notre fréquence de fonctionnement permanente. Un courant important circule alors et la tension faible ne parvient pas à ioniser le tube. Une simulation sous IsSpice nous donne la courbe de réponse du réseau LC en mode AC (**figure 15**). L'amplitude de la source correspond à la valeur du fondamental du carré, soit environ 0,45 x Vcrête (145Vp). L'amortissement du réseau LC étant quasiment inexistant, seules les diverses pertes ohmiques brident l'intensité résonante. Si aucune précaution n'est prise, les filaments risquent de fondre après quelques cycles d'allumage. En réalité, la source, ici parfaite, présente une certaine résistance série (Rdson des MOS) et contribue à museler l'excursion de courant. Néanmoins, des valeurs de 5 à 8 A sont possibles. Comment limiter cette surintensité ? Les fabricants utilisent la technique du transformateur saturable. Pour notre application, une résistance associée à une varistance (R16 et VR2) permettront de stopper toute montée excessive de potentiel. Cette solution avait déjà vu le jour dans un ancien numéro d'Elektor consacré à un ballast 220V. Bien évidemment, ce

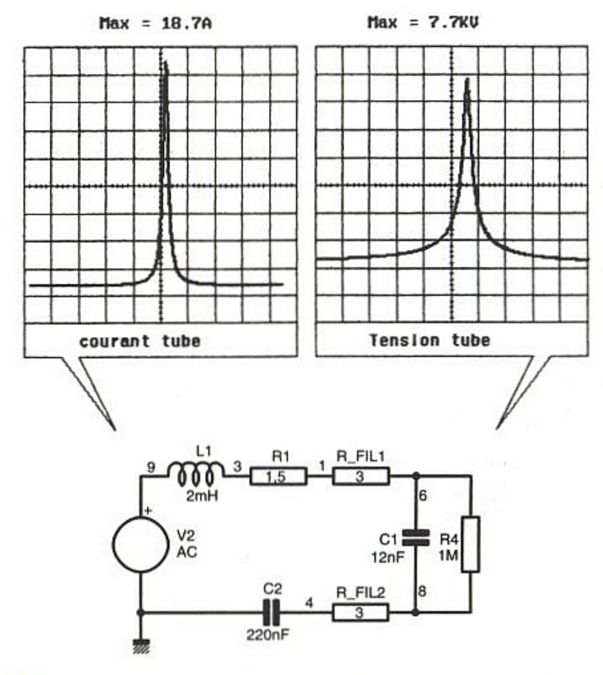
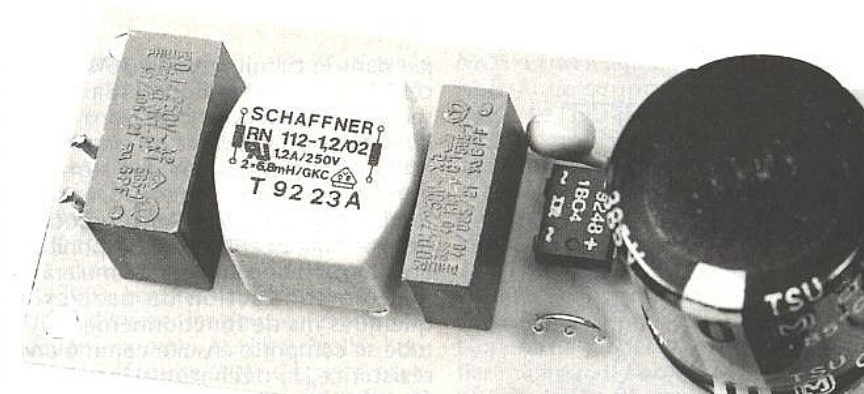


Figure 15 : modélisation IS SPICE de l'attaque du tube.



montage ne peut convenir à une réalisation industrielle, la varistance supportant moyennement des chocs répétitifs. D'autres solutions existent, nous ne nous étendrons pas dessus.
Le balayage de fréquence exploite un transistor NPN, T4. A la mise sous tension, C15 bloque D8 et T4 ne peut conduire : C6 fixe la fréquence des oscillations. Une seconde plus tard, lorsque le potentiel de C15 atteint 5 V, la zener D8 conduit brusquement et polarise T4. Le condensateur C16 vient en parallèle sur C15 et baisse la fréquence d'oscillation à sa valeur nominale. Le tube s'est alors amorcé.
Les diodes D5 et D6 court-circuitent les résistances de grille lorsque les sorties du 2110 chutent à zéro et ne grèvent donc pas les performances du driver lors du blocage des MOS.
L'alimentation du ballast provient d'une résistance de puissance chargée d'abaisser la tension de 311 V à environ 15 V. Cette solution, bien que simple, présente l'énorme inconvénient de dégrader le rendement en dissipant quelques 2W. Nous verrons, plus bas, la solution développée par l'auteur pour s'affranchir de ce désagrément. Il faut souligner que le courant nécessaire au bon fonctionnent des modules à IR2110, ou d'autres drivers également, dépend de plusieurs facteurs : le condensateur grille-source offert par les MOSFET's utilisés et la capacité d'isolation mise en oeuvre dans le pilote. Ces deux éléments suivent la relation suivante : Q = C.V. En conséquence, le pilotage des MOSFET's réclame une charge Q correspondant au produit du Vgs avec la capacité d'entrée considérée. La puissance sur une période s'écrit donc : P = (1/2) Q. V. f.
L'étude devra alors prendre en compte les éléments suivants lors de la phase conception :

- sélectionner une fréquence de fonctionnement minimale, compatible avec la taille de self désirée
- retenir des MOSFET's haute tension à faible capacité d'entrée, mais présentant des pertes par conduction faibles.
- le bus d'alimentation haute tension est habituellement spécifié, mais si le choix se présente, le concepteur retiendra la valeur la plus basse possible (avec un PFC par exemple).

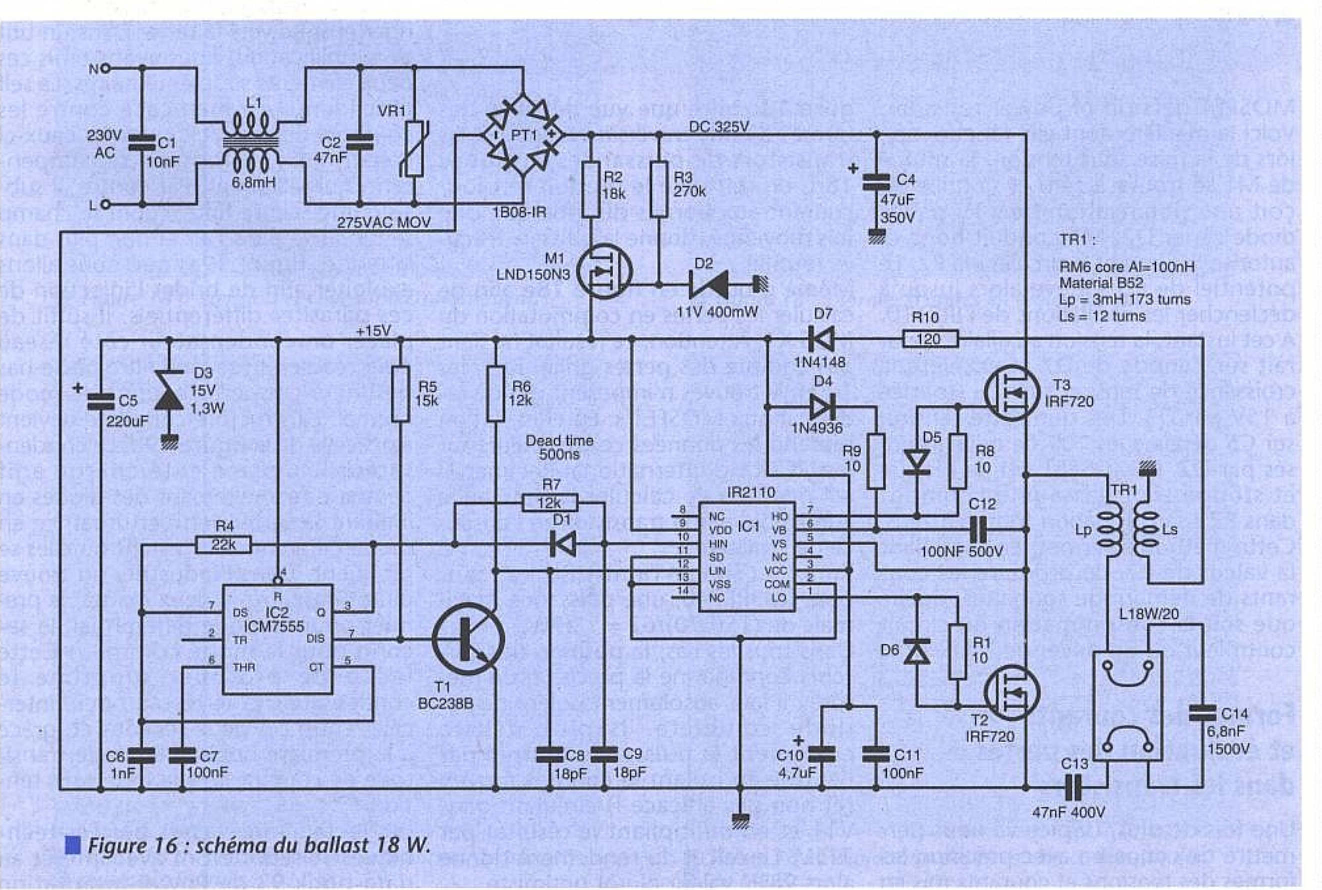


La version 18W

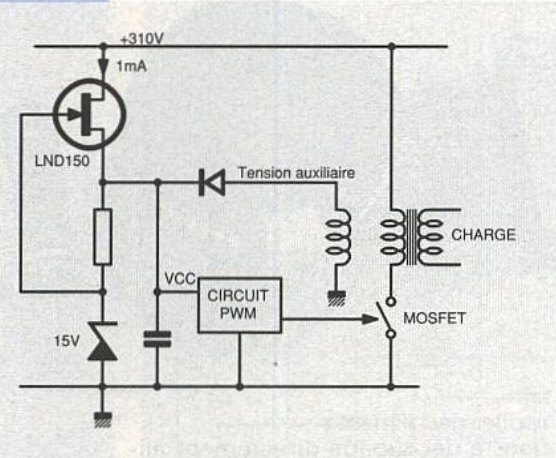
Le schéma électrique de ce dernier se trouve en **figure 16**. Peu de différence avec son collègue 36W, exceptée l'alimentation et la section horloge. Celle-ci ne comporte pas de saut en fréquence puisque le tube s'amorce immédiatement. En revanche, la partie alimentation réclame une description un peu plus détaillée ...

L'alimentation continue

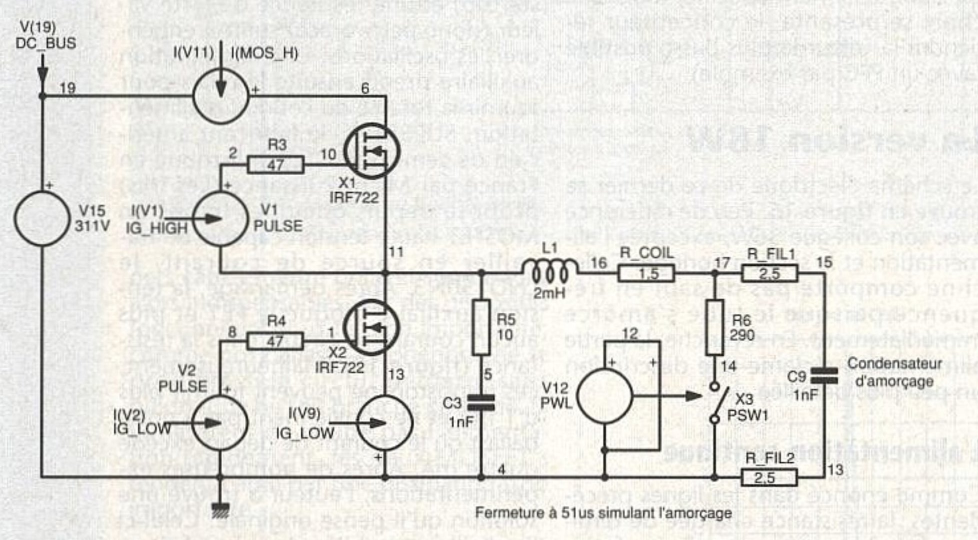
Comme énoncé dans les lignes précédentes, la résistance chargée de diminuer le rail haute tension dissipe fortement. Les concepteurs se heurtent à ce problème chaque fois qu'il s'agit de faire osciller des alimentations à découpage directement alimentées par le réseau. En général, le courant de démarrage du circuit intégré contrôleur ne dépasse pas quelques centaines de µA (low-current startup) et une résistance de forte valeur (donc peu vorace) suffit à engendrer les oscillations. Une alimentation auxiliaire prend ensuite le relais pour fournir la totalité du courant d'alimentation. SUPERTEX, le fabricant américain de semiconducteurs distribué en France par Micro-Puissance (Les Ulis) propose depuis quelques temps un MOSFET haute tension capable de travailler en source de courant, le LND150N3. Après démarrage, la tension auxiliaire bloque le FET et plus aucun courant ne circule dans la résistance (**figure 17**). Malheureusement, ces transistors ne peuvent fournir plus d'1 mA et ne conviennent pas à notre ballast où le courant de départ excède quatre mA. Après de nombreuses expérimentations, l'auteur a trouvé une solution qu'il pense originale. Celui-ci l'a d'ailleurs publiée dans la rubrique Design Ideas du magazine américain EDN de Juin 94 sous le titre «Low-cost



■ *Figure 16 : schéma du ballast 18 W.*



■ *Figure 17 : alimentation auxiliaire selon SUPERTEX.*



■ *Figure 18 : schéma de simulation d'évaluation des courants et pertes.*

MOSFET gets rid of power resistor». Voici la manière dont elle fonctionne : lors de la mise sous tension, la source de M1 se trouve à zéro et sa grille reçoit une polarisation de 11V par la diode zéner D2. M1 conduit donc et autorise le courant à circuler via R2. Le potentiel de C5 s'élève alors jusqu'à déclencher les oscillations de l'IR2110. A cet instant, la tension auxiliaire apparaît sur l'anode de D7 et accélère la croissance de tension sur C5, stoppée à 15V par D3. Dès que cette tension sur C5 dépasse les 10V de grille imposés par D2, le MOSFET M1 se bloque et stoppe tout passage de courant dans R2 : sa dissipation tombe à zéro. Cette méthode permet, en modifiant la valeur de R2, de produire les courants de démarrage souhaités, quelle que soit la consommation du circuit contrôleur ou du driver de MOSFET's.

Formes des courants et évaluation des pertes dans les transistors

Une fois de plus, IsSpice va nous permettre de connaître avec précision les formes des tensions et courants mis en jeu dans le circuit, version 36W. Pour cela, le circuit de la **figure 18a** représente le schéma que nous avons simulé. Il comporte le pont de transistors MOSFET's pilotés par des signaux complémentaires, incorporant un temps mort de 1,5µs. Aucun modèle de tube fluorescent n'étant disponible, un interrupteur commandé simulera la mise en conduction du gaz après quelques ms de fonctionnement. Le tube se comporte ensuite comme une résistance, la décharge dans le gaz étant faiblement capacitive.

La tension aux bornes de la lampe tombe à sa valeur nominale, soit aux alentours de 100Veff pour le modèle 36W. La **figure 18b** décrit les valeurs de tension et courant présents à la mise sous tension. Le graphique en **figure 18c** offre une vue détaillée des formes d'onde traversant le tube et les transistors de puissance. En **figure 18d**, on retrouve le produit tension-courant aux bornes du tube qui, une fois moyenné, donne la puissance active fournie.

Même procédé en **figure 18e** afin de calculer les pertes en commutation du MOS X1. Attention, ce résultat ne tient pas compte des pertes grille. Bref, les 100mW trouvés n'imposent pas de radiateur aux MOSFET's. En effet, si l'on reprend les données constructeurs sur les IRF7XX d'International-Rectifier, il est possible de calculer la puissance admissible par le transistor en l'absence de radiateur :

Pmax = (Tjmax-Tamb)/Rthj-a, soit, pour les IRF740, une puissance maximale de (150-70)/62 = 1,29W.

Dans tous les cas, la position des curseurs conditionne la précision de mesure : il faut absolument isoler une période complète. IsSpice délivre également la puissance fournie par l'entrée en isolant le courant moyen (et non pas efficace !) circulant dans V11 et en multipliant le résultat par 311V. Le calcul du rendement donne alors 98%, valeur plutôt optimiste...

Quelques remarques sur l'IR2110

Ce circuit intégré incorpore un dispositif inhibant les MOSFET's qu'il pilote tant que sa tension d'alimentation ne dépasse pas une valeur minimale, nécessaire au bon fonctionnement de sa circuiterie. Si l'on découple fortement le circuit intégré, la constante de temps du condensateur associé à la résistance chutrice fait que le 2110 ne démarre pas immédiatement à la mise sous tension. En clair, le pont ne produit ses carrés que lorsque la tension d'alimentation est déjà à sa valeur nominale de 311V. Le fait d'appliquer à pleine tension les signaux sur le circuit LC entraîne la saturation de la self de lissage et, en version 36W, provoque un bref éclair dans le tube. Pour pallier cet inconvénient, il convient de réduire au strict minimum la valeur du découplage du 2110. Cependant, le fait d'interrompre l'alimentation du 2110 sans un minimum de capacité réservoir entraîne son fonctionnement erratique (audible dans la ferrite), heureusement sans danger puisque le réseau a été coupé. Dans la version 18W, l'alimentation auxiliaire disparaissant instantanément, il ne se passe rien. On laissera donc l'emplacement de C5 vide.

Le filtre d'entrée

Ce dernier a pour but de limiter au maximum la remontée de parasites sur le réseau 230V. Il utilise une bobine du commerce de valeur 6,8mH. Le sens des enroulements fait que les parasites de mode commun (circulant en phase sur les deux conducteurs) rencontrent une impédance élevée sur leur trajet vers le réseau. En principe, deux condensateurs Y permettent de les diriger ensuite vers la terre. Dans un but de simplification, nous avons omis ces deux éléments supplémentaires. La self précédente est inefficace contre les courants différentiels puisque ceux-ci créent deux champs qui se compensent mutuellement. Par contre, il subsiste une self de fuite (dont le champ se reboucle dans l'air et non plus dans la ferrite, **figure 19a**) que nous allons exploiter afin de brider l'injection de ces parasites différentiels. Il suffit de placer un condensateur côté réseau pour réaliser un second filtre passe-bas destiné à ces perturbations de mode normal. La structure complète devient alors celle de la **figure 19b**. Le condensateur C'x placé côté charge agit contre le recouvrement des diodes en limitant la surtension perturbatrice en mode différentiel à l'instant où elles se bloquent. Dans l'industrie, on trouve plutôt des filtres à deux étages, le premier pour le mode différentiel, le second pour le mode commun. Cette façon de procéder supprime le condensateur côté réseau pour l'intercaler entre ces deux sections et, grâce à la première bobine, limite le transitoire de courant lié à la mise sous tension.

Les lecteurs intéressés par ces techniques se reporteront avec intérêt au data-book 93 de Power-Integration



(représenté par Axess Technology) qui contient une multitude de notes sur les techniques de filtrage (notamment le design aid DA-4, p 4-121). Nous conseillons également la lecture du guide Schaffner sur la compatibilité électromagnétique ainsi que de l'ouvrage rédigé par A. CHAROY aux éditions DunoTech (références en bibliographie). Les dessins précédents sont extraits de ces deux livres.
Plusieurs sociétés proposent leurs services pour effectuer des mesures CEM ou encore, dispenser des cours de formation. Entre autres, les sociétés EXCEM, distributeur d'IntuSoft, et AEMC Mesures, toutes deux spécialisées en perturbations électromagnétiques (adresses à la fin).

Choix des composants

Dans ce type d'applications, les composants bobinés représentent le point le plus délicat. Comme à notre habitude, les deux pots ferrite seront disponibles auprès des établissements A.S.B dont l'adresse figure en fin d'article. La première self, en version 36W, utilise une ferrite EFD25 en 3F3, d'approvisionnement aisé. Le modèle stocké couramment présente une inductance spécifique de 1800 qui limite fortement le LI^2 admissible par le pot. En conséquence, pour supporter la pointe de 1,5A présente à l'amorçage (LI^2 = 4mJ), il faut créer un entrefer (gap en anglais) dans le circuit magnétique. Pratiquement, les industriels utilisent les techniques d'électro-érosion ou meulage diamant afin d'usiner la jambe centrale et donc ménager un espace sur le trajet magnétique. A notre échelle, il suffira de réaliser deux petites cales de 330µm (avec du carton rigide par exemple) mesurées à l'aide d'un pied à coulisse pour obtenir un entrefer de 1mm environ (2 jambes extérieures + jambe centrale, soit 3x330µ). Lors de l'assemblage final, il suffira d'insérer les deux cales entre les sections externes et clipser/coller l'ensemble (**figure 20**). Cet entrefer, converti en inductance spécifique, donne 100nH. Le nombre de tours nécessaire s'obtient en appliquant la formule suivante :
$N = \sqrt{L/Al}$, soit dans notre cas, 141 tours. L'intensité efficace atteignant 400mA, du fil de diamètre 0,5mm conviendra parfaitement. Si possible, compte tenu des potentiels mis en jeux, on séparera chaque couche d'une bande adhésive.
La self du 18W exploite un pot RM6 en B52 d'Al 100nH. Nul n'est donc besoin de ménager un entrefer puisqu'il existe déjà. Pour obtenir 3mH, nous bobinerons 173 tours avec du fil de 0,3mm. L'enroulement auxiliaire (12 tours) sera réalisé par dessus, en prenant soin de déposer, auparavant, une couche de ruban adhésif. Le sens d'enroulement importe peu.
Les MOSFET's de puissance dépendent de votre budget. Les références IRF720,22,30 ou 40 conviennent, à partir du moment où le Bvdss du transistor atteint 400 volts au minimum.
Sur l'alimentation auxiliaire du 18W, le MOSFET M1 sera un modèle de petite puissance supportant 400V également. Le LND150N3 de SUPERTEX est parfait, mais d'autres transistors conviennent (ZVN0545A de Zetex). Si cet approvisionnement pose problème, faites abstraction de R3, D2, D7 et R10 et câbler R2 (alors portée à 39kΩ, 3W) entre le rail 310V et la cathode de la zéner D3. Exactement comme sur la version 36W. Soudez alors C5.
Le pont de diodes se présente en boîtier mini-dip. Il s'agit du 1B08 de chez I.R. Tout autre pont capable de tenir 400V en inverse et 1A direct fera l'affaire (attention au brochage).
Le 555 en version C-MOS se nomme TLC555 chez Texas ou ICM7555 chez HARRIS.
Les filtres d'entrée sont des Schaffner RN112-1.2/0.2. Il s'agit de bobines destinées au filtrage du mode commun. Timonta commercialise des modèles similaires.
Les condensateurs spécifiés X2 correspondent à des modèles spécialement prévus pour travailler sur le 230V en permanence et supportent des surtensions très importantes. Ne souder que ce type d'élément.
Les varistances d'entrée sont tout à fait classiques, de marque quelconque (Philips, Siemens, Harris...). Elles écrêtent à 275V et tolère une vingtaine de joules. Par contre, VR2, sur le ballast 36W, devra tenir au moins 75 joules ou plus (référence en nomenclature).
D4, en conjonction avec C12, réalise la fonction bootstrapping du 2110. Elle supporte la totalité du rail haute ten-

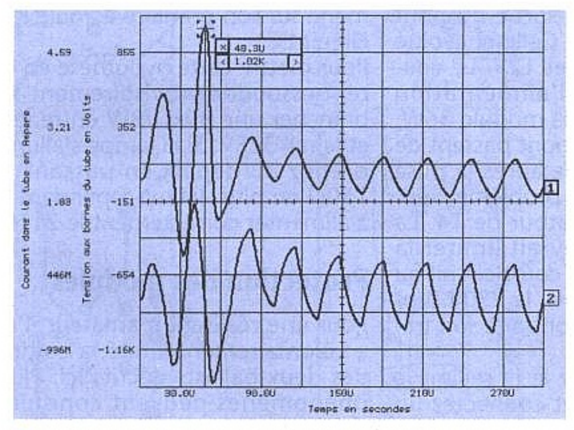


Figure 18 b : tension et courant d'établissement.

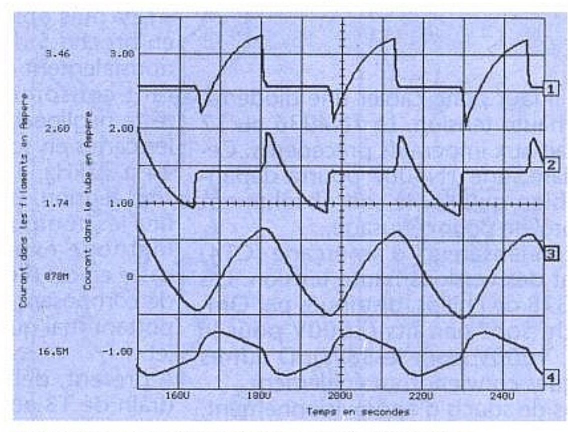


Figure 18 c : formes d'ondes en régime établi.

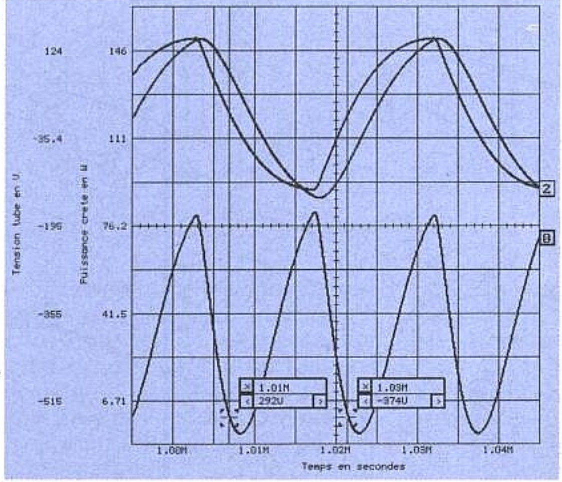


Figure 18 d : tension-courant aux bornes du tube et puissance fournie.

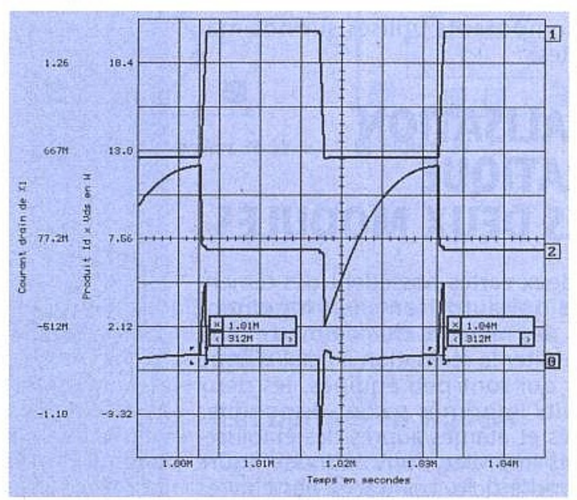


Figure 18 e : évaluation des pertes de commutation du MOS.



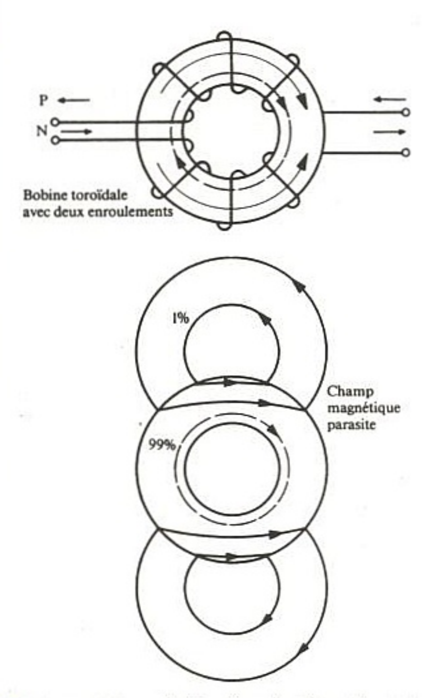


Figure 19 a : réalisation du filtre d'entrée sur tore.

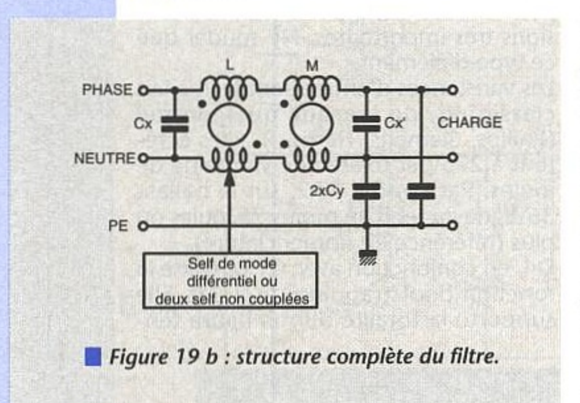


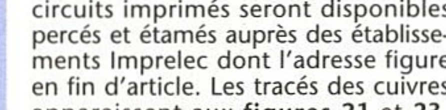
Figure 19 b : structure complète du filtre.

sion. Il faut donc câbler une diode rapide haute tension. La 1N4936 ou 37 satisfait aux impératifs précédents. Cependant, une 1N4007 pourra dépanner, bien qu'elle ne soit absolument pas prévue pour cet usage.

Les condensateurs d'amorçage (C14) seront des versions haute tension. Les MKP378 de Philips, distribués par Omnitech, sont parfaits (1000V pour le 18W, 1600V pour le 36W). D'autres marques conviendront également.

En cas de soucis d'approvisionnement, n'hésitez pas à poser des questions sur le 3615 ERP où la rédaction vous aiguillera vers les détaillants possédant les composants utilisés sur nos maquettes.

RÉALISATION PRATIQUE DES DEUX MODULES



Les deux cartes possèdent des dimensions qui autorisent leur logement dans des réglettes du commerce. Afin de faciliter la réalisation à ceux d'entre vous qui sont peu équipés, les deux circuits imprimés seront disponibles percés et étamés auprès des établissements Imprelec dont l'adresse figure en fin d'article. Les tracés des cuivres apparaissent aux **figures 21** et **23**, alors que les implantations des versions 18 et 36W se trouvent respectivement sur les **figures 22** et **24**. On n'oubliera pas de souder le strap présent au dessus de C14 sur la version 18W. Le circuit imprimé était, à l'origine, prévu pour accueillir une thermistance mais, faute de disponibilité, nous avons abandonné cette option.

Nous vous conseillons d'acheter des réglettes fluorescentes du commerce de largeur confortable (voir photo de la réglette 18W). Un perçage des rivets suffira à libérer le ballast magnétique. Certains constructeurs intègrent directement le starter sur le connecteur de tube. Il vous suffira de démonter cet élément et de strapper soit le support, soit le starter lui-même. La platine électronique prendra place au milieu en prenant soin de l'isoler convenablement du reste du châssis. Le réseau arrivera par un câble trois conducteurs dont la terre sera impérativement soudée à la carcasse métallique.

Mise sous tension des modules

Avant de procéder à la mise sous tension, il convient d'abord d'appliquer du 12V (limité en courant) aux bornes de la zéner 15V (D5 en 18W, D3 en 36W). Des signaux carrés doivent apparaître en pin 3 du 555. On doit ensuite les retrouver sur les broches 10 et 12 du 2110 ainsi que sur les grilles des MOSFET's.

A présent, pour s'assurer du fonctionnement de l'IR2110, câblez provisoirement un fil entre le drain de T3 et le +12V puis observez la sortie du pont en broche 5 du 2110. Celle-ci évolue normalement entre 0 et 12V. Le courant consommé par l'alimentation reste négligeable. Sur le module 36W, les carrés en sortie du pont passent de 44 à 32kHz, 1 seconde après la mise sous tension. En cas de problème, vérifiez les composants autour de T4. La méthode exposée devrait limiter la casse en cas d'éventuel court-circuit ou de composant mal câblé, le 230V supportant mal que l'on contrarie son trajet...

A présent, débranchez le fil reliant le drain de T3 au +12V et connectez un tube néon de puissance appropriée.

Bibliographie

Parasites et perturbations des électroniques, A. CHAROY, DUNOD TECH
Compatibilité électromagnétique, SCHAFFNER
General technical manual for HF ballasts, PHILIPS LIGHTING
SIPMOS Transistors, Application notes 1983 B/2651-101, SIEMENS
Electronic Ballasts for Fluorescent Lamp, Application report SLPAE01, TEXAS INSTRUMENTS
Electronic Ballasts, AR180, MOTOROLA
Electronic ballasts using the cost-saving IR2155 Driver, AN-995, INTERNATIONAL-RECTIFIER
Le pilotage des transistors MOSFET's, C. BASSO, ELECTRONIQUE RADIO-PLANS N°532-533
Structure et commande des tubes fluorescents, C. BASSO, ELECTRONIQUE RADIO-PLANS N°528
«Low-Cost MOSFET gets rid of Power Resistor», C. BASSO, EDN, Juin 94

Avec une certaine émotion, branchez la prise dans le réseau : le néon s'allume immédiatement, sauf sur la version 36W où le préchauffage dure 1 seconde environ. S'il ne se passe rien, débranchez rapidement le connecteur et vérifiez à nouveau le câblage. L'idéal consiste à intercaler un transformateur d'isolement de 50VA et de suivre le signal à la trace. Si le 18W présente quelques difficultés pour démarrer, il se peut que le secondaire de TR1 ramené sur son primaire écroule le Q du circuit LC.

Pour mettre cette hypothèse en lumière, dessoudez provisoirement R10 et brancher une 39kΩ/3W entre le +15V et le rail 325V. Si la lampe s'allume, reprenez au départ en passant R10 à 150Ω ou plus. Il faut cependant veiller à alimenter correctement le 2110.

Protection des modules

Pour une réalisation amateur, l'auteur a volontairement limité la complexité des deux ballasts décrits ici. Plusieurs phénomènes peuvent conduire à la destruction des circuits. Le premier dé-

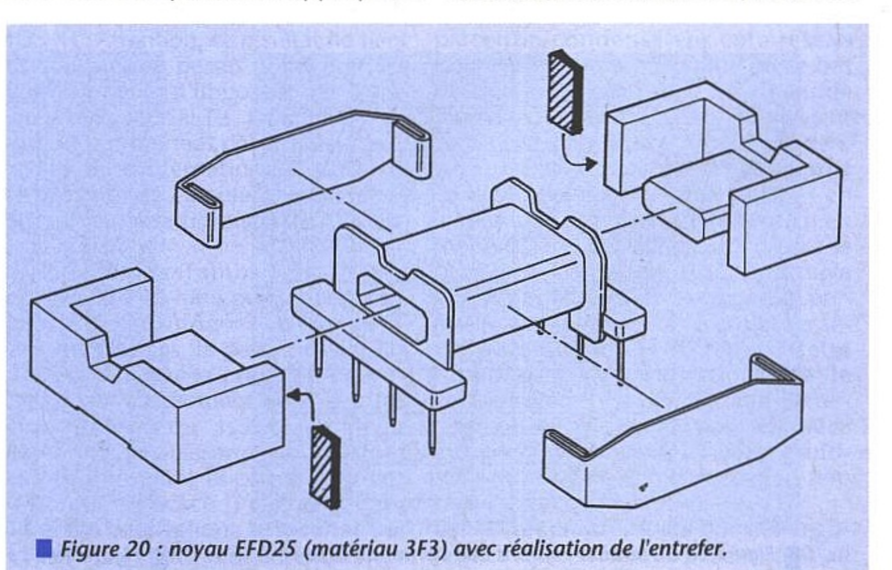
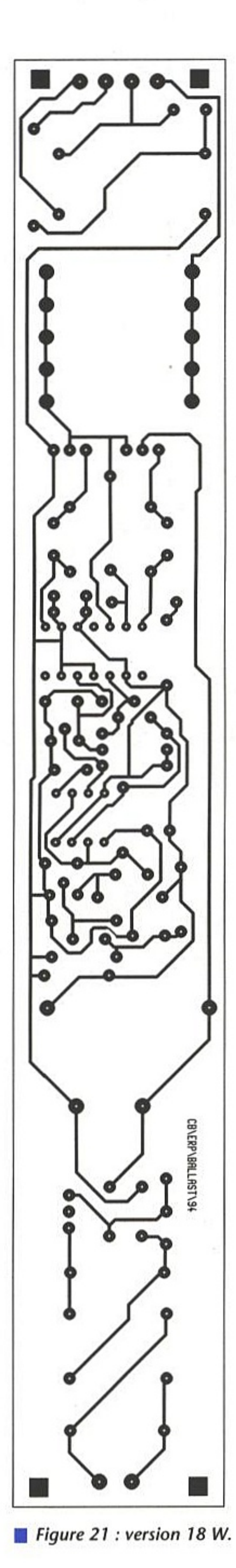
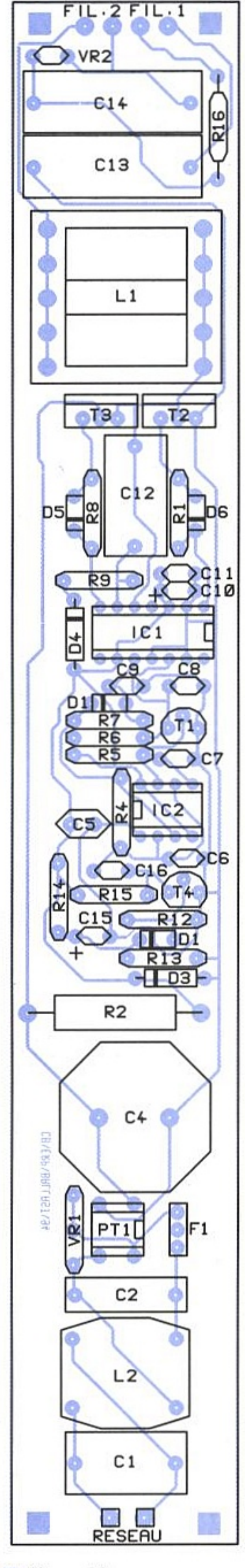


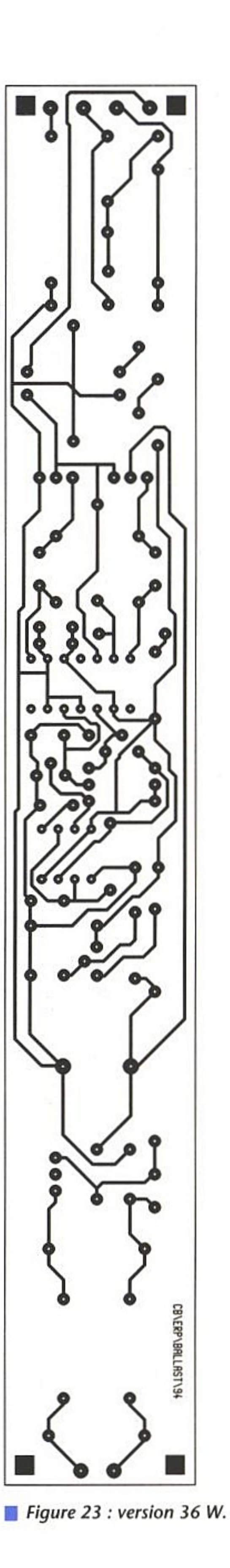
Figure 20 : noyau EFD25 (matériau 3F3) avec réalisation de l'entrefer.



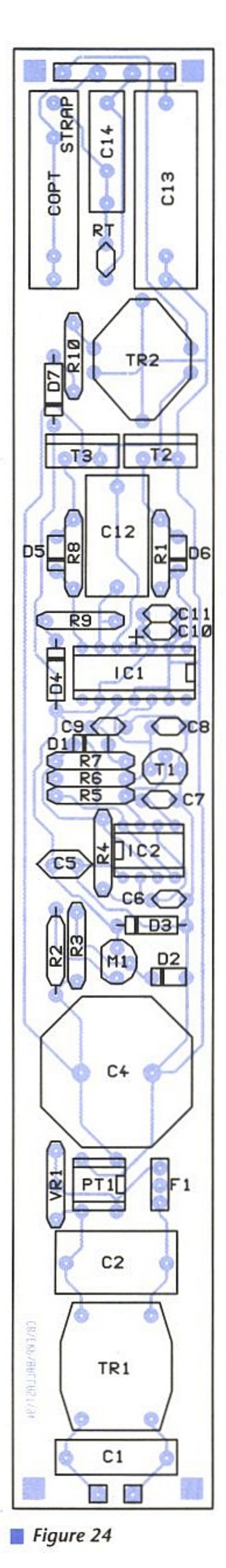
■ *Figure 21 : version 18 W.*



■ *Figure 22*



■ *Figure 23 : version 36 W.*



■ *Figure 24*

coule directement de la conduction simultanée des MOSFET's lorsque le pont n'est pas chargé. Cette situation apparaît en présence d'un filament coupé ou d'un tube absent.

On peut se prémunir de ce dernier défaut grâce au schéma simple de la **figure 25** : sans tube, aucune polarisation ne vient bloquer le 2N2222 qui vient shunter l'alimentation générale.

Deuxième problème, les filaments sont en bon état, mais le tube ne s'allume pas. Attention, il circule alors un courant intense (nous sommes proches de la résonance) qui échauffe très rapidement les MOSFET's. Si une circuiterie appropriée n'intervient pas immédiatement, le pont ne tarde pas à fumer avant l'explosion finale des pistes cuivrées... Pour vous rassurer, les deux circuits fonctionnent régulièrement depuis six mois sans aucun signe de défaillance.

Les normes en vigueur

Ceux d'entre vous qui souhaitent approfondir les techniques liées aux éclairages fluorescents pourront se procurer quelques unes des normes actuelle-



ment en vigueur. Ces textes européens sont originalement publiés en anglais et français mais nous vous conseillons d'acquérir les équivalents français, disponibles à un prix nettement inférieur. La norme NF EN-60555 partie 2 (classement NFC 70-102) fixe le taux de distorsion maximal imposé au courant consommé sur le réseau. Les normes NF EN-60928 et 60929 décrivent respectivement la sécurité et les performances des ballasts pour tubes fluorescents. Ces documents sont disponibles auprès de l'UTE, dont l'adresse figure ci-dessous.

Conclusion

Les deux ballasts électroniques présentés dans cet article, permettront au lecteur de se familiariser avec les méthodes mises en oeuvre et les techniques sous-jacentes dans les systèmes d'éclairage industriels. Le rendement de la solution électronique devrait séduire les plus économes d'entre vous. La transformation d'une réglette traditionnelle restant, somme toute, à la portée d'un amateur soigneux.

Christophe BASSO.

Atelier Spécial de Bobinage
125, cours Jean-Jaurès
38130 ECHIROLLES
Tél. : 76 23 02 24

IMPRELEC
BP N°5 LE VILLARD
74550 PERRIGNIER
Tél. : 50 72 46 26

AEMC Mesures
7, rue Georges Méliès
69680 CHASSIEU
Tél. : 78 40 66 55

Union Technique de l'Electricité
Cedex 64
92052 PARIS LA DEFENSE
Tél. : (1) 46 91 11 11

Micro-Puissance
1, avenue de Norvège
91943 Les Ulis Cedex
Tél. (1) 69 07 12 11

EXCEM
12, chemin des Hauts de Clairefontaine
78580 MAULE
Tél. : (1) 34 75 13 65

NOMENCLATURE

version 18W :

Résistances 5% 1/4W :

R1 : 10Ω
R2 : 18kΩ 2W PRO2
R3 : 270kΩ
R4 : 22kΩ
R5 : 15kΩ
R6 : 12kΩ
R7 : 12kΩ
R8 : 10Ω
R9 : 10Ω
R10 : 120Ω

Condensateurs :

C1 : 10nF X2
C2 : 47nF X2
C3 : Inexistant
C4 : 47µF 350V Snap-in
C5 : 220µF 25V radial ; ne pas souder, voir texte
C6 : 1nF
C7 : 0,1µF
C8 : 18pF
C9 : 18pF
C10 : 4,7µF 35V Tantale
C11 : 0,1µF
C12 : 0,1µF 400V Polyester
C13 : 47nF 400V Polyester
C14 : 6,8nF > 1000V Polyester

Semiconducteurs :

T1 : BC238B
T2 : IRF720 ou 730 ou 740 (voir texte)
T3 : IRF720 ou 730 ou 740 (voir texte)
M1 : LND150N3 Supertex (voir texte)
D1 : 1N4148
D2 : zener 11V 400mW
D3 : zener 15V 1,3W
D4 : 1N4936
D5 à D7 : 1N4148
PT1 : pont de diodes 1B04 (400V-1A)
IC1 : IR2110 International-Rectifier
IC2 : ICM7555 (Harris) ou TLC-555 (Texas)

Divers :

VR1 : varistance 275V, 20 joules V275LA4 Harris, 3233-593-5276 Philips
L1 : self de mode commun Schaffner ou équivalent 6,8mH 250V 1A, RN 112-1.2/02
TR1 : transformateur RM6-18W/230 A.S.B, self 3mH @400mA sur pot RM6 Al250n (voir texte)

version 36W :

Résistances :

R1 : 10Ω
R2 : 39kΩ 3W PRO3
R3 : Inexistante
R4 : 27kΩ
R5 : 15kΩ
R6 : 12kΩ
R7 : 12kΩ
R8 : 10Ω
R9 : 10Ω
R10 : Inexistante
R11 : Inexistante
R12 : 22kΩ
R13 : 68kΩ
R14 : 27kΩ
R15 : 47kΩ
R16 : 10Ω 3W standard

Condensateurs :

C1 : 100nF X2
C2 : 47nF X2
C3 : Inexistant
C4 : 47µF 350V Snap-in
C5 : 220µF 25V radial
C6 : 560pF
C7 : 10nF
C8 : 18pF
C9 : 18pF
C10 : 1µF 35V Tantale
C11 : 0,1µF
C12 : 0,1µF 400V Polyester
C13 : 220nF 400V Polyester
C14 : 10nF > 1500V Polyester (MKP378 Philips)
C15 : 100µF 10V radial
C16 : 270pF

Semiconducteurs :

T1 : BC238B
T2 : IRF720 ou 730 ou 740 (voir texte)
T3 : IRF720 ou 730 ou 740 (voir texte)
T4 : BC238B
D1 : 1N4148
D2 : Inexistante
D3 : zéner 15V 1,3W
D4 : 1N4936
D5 : 1N4148
D6 : 1N4148
D7 : Inexistante
D8 : zéner 5,1V 400mW
PT1 : pont de diodes 1B04 (400V-1A)
IC1 : IR2110 International-Rectifier
IC2 : ICM7555 (Harris) ou TLC-555 (Texas)

Divers :

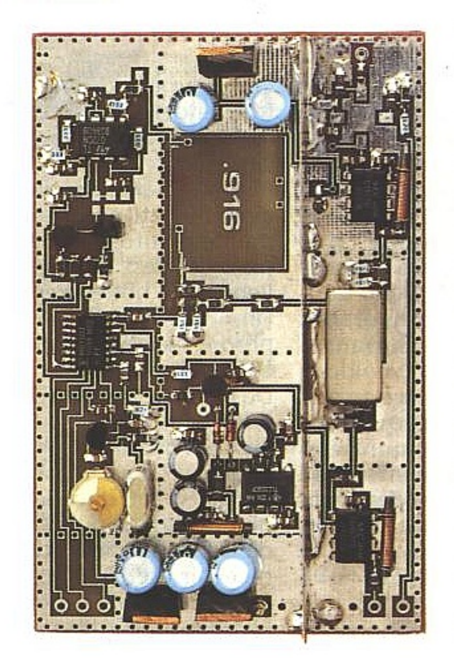
VR1 : varistance 275V, 20 joules V275LA4 Harris 3233-593-5276 Philips
VR2 : varistance 275V, 75 joules V275LA20A Harris
L1 : self de mode commun Schaffner ou équivalent, 6,8mH 250V 1A RN 112-1.2/02
L2 : EFD-36W/230 A.S.B self 2mH @ 0,5A sur pot EFD25 en 3F3 (voir texte)

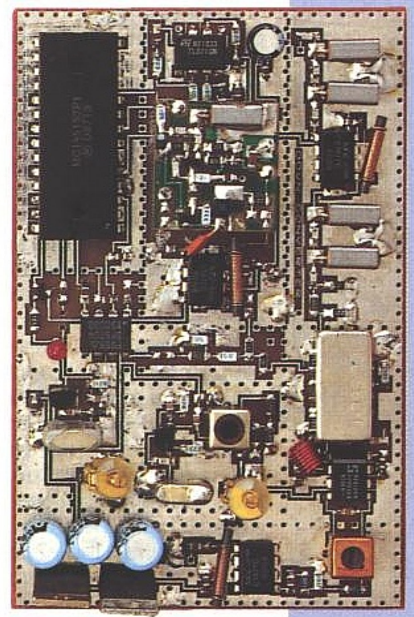
Figure 25 : protection en cas de défaillance du tube.



RECEPTEUR LARGE COUVERTURE, 0 - 900 MHz

Dans ce numéro nous allons aborder l'étude, la description et la réalisation d'un récepteur qui, nous n'en doutons pas, devrait intéresser, voire passionner, le plus grand nombre d'entre vous. Inutile de tergiverser, ce récepteur est particulièrement interessant puisqu'il couvre la bande 0 à 900 MHz et qu'il assure la démodulation AM mais aussi FM bande large ou bande étroite des signaux analogiques. Ce récepteur ne traite que les signaux audio, les signaux vidéo ou numériques ayant été volontairement écartés.





En effet la structure du récepteur est assez appropriée à la démodulation vidéo mais n'est pas optimisée pour des signaux numériques notamment en démodulation. Pour ne pas surcharger cette réalisation, nous avons donc volontairement omis la détection vidéo.
Le système proposé étant modulaire on comprendra par la suite que la transformation du recepteur audio en récepteur vidéo pourrait être assez simple. On s'aperçoit alors que l'on a bâti un tuner monobande couvrant les bandes I, III, IV et V sans commutation. Ceci est un détail qui n'est mis en évidence qu'à titre justificatif.
Inutile non plus de vous cacher que la réalisation de ce récepteur n'est pas forcément simple ni même bon marché. Nous verrons dans la description qu'un récepteur à large couverture débouche sur un grand nombre d'impératifs, simples à exprimer sous le mode fonctionnel - ou synoptique - et beaucoup moins simples sur le plan pratique.
Pour mener à bien la réalisation que nous vous proposons, sachez donc qu'il vous faudra premièrement de bonnes notions en HF, une bonne dose de patience, de persévérance dans la recherche des composants et finalement une once de tenacité.
Par ailleurs pour éviter tout engagement financier aboutissant à un échec, nous vous proposerons deux premières étapes, les plus difficiles techniquement : - la réalisation des VCO, et assez peu coûteuses. Si le franchissement de ces deux premières étapes est effectué sans casse, la réussite ne tiendra qu'à votre persévérance, méthode et soin. Dans le cas contraire il faudra recommencer jusqu'à la réussite de ces deux premiers pas avant d'engager la suite des travaux.

Schéma synoptique d'un récepteur classique

Le schéma synoptique d'un récepteur traditionnel avec un seul changement de fréquence est représenté à la **figure 1**. Ce synoptique est simplifié mais il va nous suffire pour définir les limitations de cette structure et l'imcompatibilité avec un récepteur large bande. On cherche à recevoir une fréquence d'entrée Fin. Après amplification et filtrage ce signal est envoyé au mélangeur qui reçoit de plus la fréquence de l'oscillateur local : Fol.
Si l'on est en présence d'un «mélan-

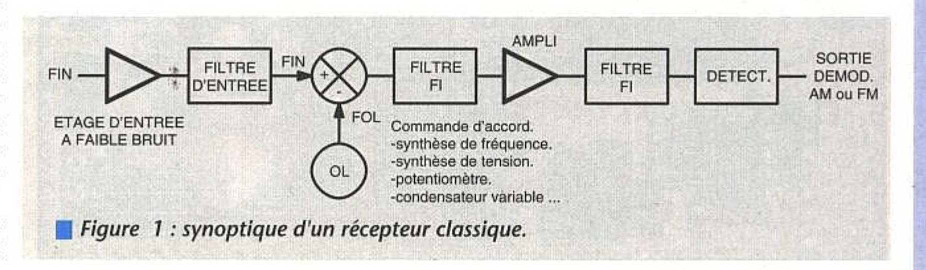


Figure 1 : synoptique d'un récepteur classique.



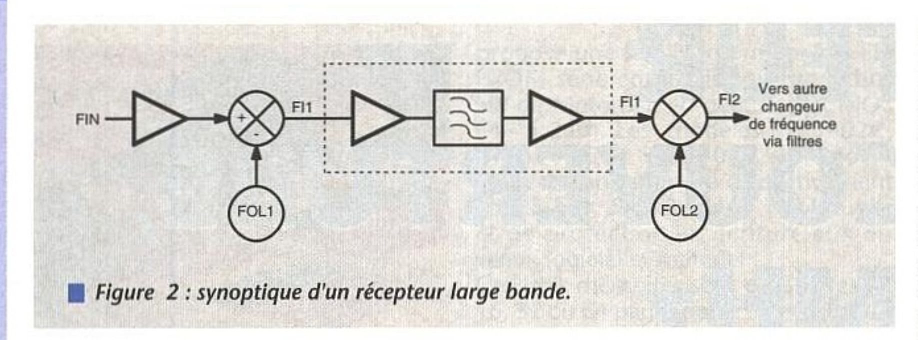
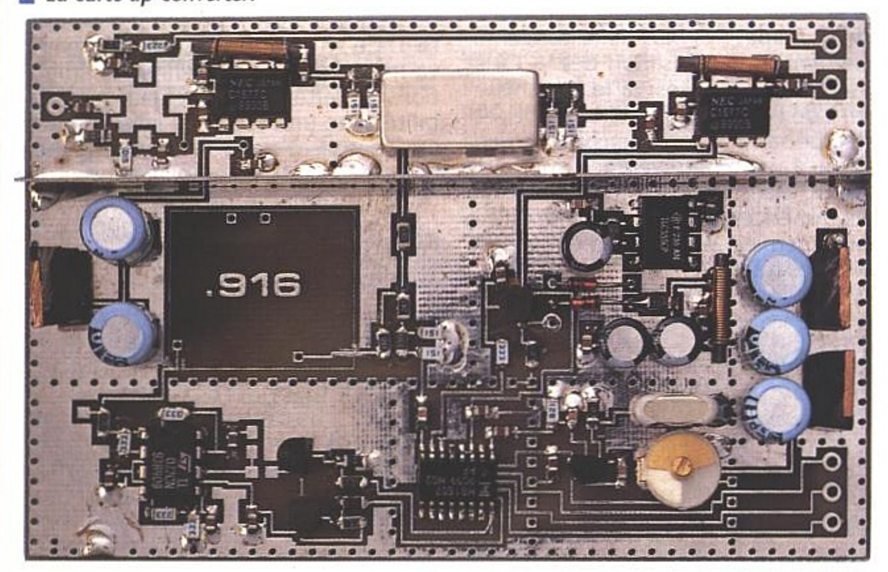


Figure 2 : synoptique d'un récepteur large bande.

geur parfait», dans le sens des radiocommunications, celui-ci délivre deux produits |Fol + Fin| et |Fol - Fin|. La génération de ces deux composantes est due à des éléments fortement non linéaires : diodes ou transistors. Un mélangeur parfait serait un sous-ensemble ayant une non-linéarité d'ordre 2 et seulement d'ordre 2. Dans la pratique la non-linéarité d'ordre 2 est prépondérante - heureusement - mais les nonlinéarités d'ordre 3, 4, 5 etc. sont aussi présentes dans des proportions plus ou moins prononcées suivant le type de mélangeur.
Ceci signifie que l'on récupère en sortie plusieurs raies ou fréquences |mFol ± nFin| avec m et n entiers. Lorsque m et n sont égaux à 1, on se trouve dans le cas cité précédemment mais toutes les combinaisons sont possibles :
m=2 n=1,m=1 n=2,m=n=2,m=n=3 etc.
Nous n'avons pas encore abordé le choix de la fréquence intermédiaire FI mais rassurez-vous cela ne saurait tarder. L'intérêt de ce mélange est bien sûr la facilité avec laquelle on va traiter la fréquence FI que l'on voudra plus basse que la fréquence Fin.
Pour fixer les idées, imaginons que Fin = 100MHz et Fol = 110MHz ; du mélange il résulte une fréquence à 10MHz et une fréquence à 210MHz. C'est bien sur la fréquence à 10MHz qui va nous interesser, la fréquence à 210MHz sera facile à éliminer car très éloignée. Notons que les produits d'intermodulation d'ordre 3 valent respectivement 90, 120, 310 et 320MHz, eux aussi assez faciles à supprimer.
Première constatation et conclusion, plus la fréquence intermédiaire est faible, plus il est facile de l'amplifier dans la chaine FI. D'autre part plus la fréquence intermédiaire est faible plus le filtrage est facilité. A f donnée - encombrement du signal autour de la fréquence Fin ou FI - le coefficient de surtension du filtre FI diminue avec FI : Q = FI/f.
Pour l'instant tout incite à travailler avec FI petite voire nulle, il y aura même d'autres arguments pour cela mais ce n'est hélas pas aussi simple. Reprenons notre exemple précédent : Fin = 100MHz et Fol = 110MHz. Supposons maintenant que Fin = 120MHz et Fol ne change pas.
Du mélange il résulte deux fréquences à 10MHz et 230MHz. Ceci signifie que lorsque l'oscillateur local est calé sur une fréquence, il est capable de recevoir simultanément 2 fréquences. Ce n'est en général pas du tout ce qu'on lui demande. Si l'on considère que la fréquence à recevoir est 100MHz, la fréquence à 120MHz est dite fréquence image.
La fréquence image est espacée de la fréquence à recevoir de 2FI. Qu'à cela ne tienne, FI sera aussi grand que possible pour éloigner les deux fréquences. Damned ! Ceci va à l'encontre de la première conclusion. Il est vrai que si FI = 0, il n'y a pas de fréquence image. Cela serait trop simple car si FI = 0, toute l'amplification devrait se situer dans les étages HF ce qui complique évidemment la réalisation. Il faut donc adopter un compromis pour la valeur de FI. Pour cette valeur il n'y a pas de solution miracle et tout dépend de l'application. On rencontre très souvent les valeurs FI suivantes 455KHz, 10,7MHz, 21,4MHz, 45MHz ; 70MHz ; 38,9MHz en TV et 480MHz en TVSAT. De la valeur de la fréquence intermédiaire, on pourra tirer quelques conclusions très intéressantes.

La carte up-converter.

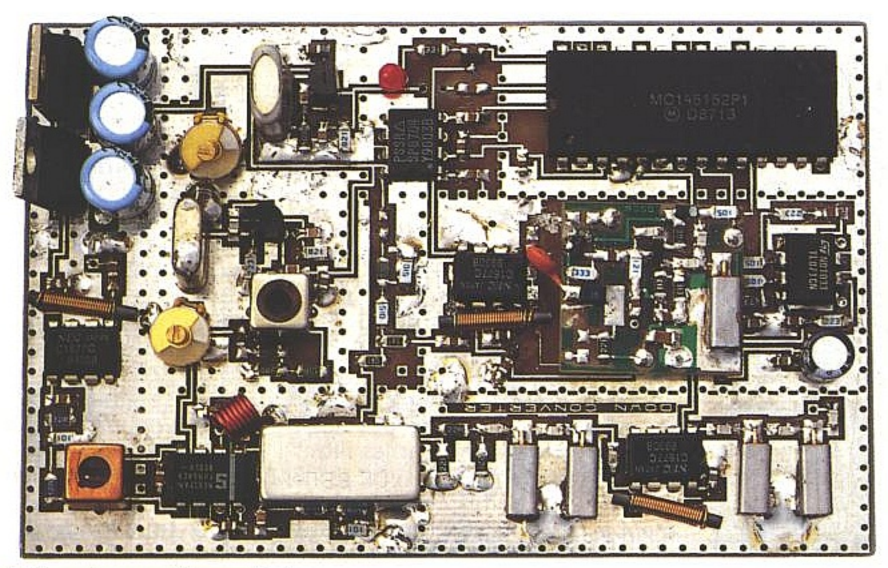


Reprenons le premier exemple et supposons que l'on souhaite couvrir la plage de fréquences d'entrée 105 à 115MHz. L'oscillateur local doit couvrir la plage 115 à 125 MHz et les fréquences image se situent entre 125 et 135MHz. Le rôle du filtre d'entrée est donc d'éliminer la bande dans laquelle se situeraient les fréquences image. Il est clair que plus la fréquence FI sera élevée plus le filtre d'entrée sera aisé à réaliser.
A contrario plus la FI sera basse plus le coefficient de surtension du filtre d'entrée devra être important donc plus difficile à réaliser.
Il est assez facile désormais de présenter les limitations de cette structure. Si l'on veut couvrir une large bande,le filtre d'entrée devra être asservi à l'oscillateur local. A chaque fois que l'oscillateur local se déplacera le filtre d'entrée se déplacera de la même manière pour suivre le signal à recevoir et éliminer la fréquence image.
Cette structure est donc parfaitement adaptée à des récepteurs ayant une couverture de 1 à 2 fois la valeur de la fréquence intermédiaire. Pour une très large plage de couverture on se heurte à au moins deux grands problèmes : filtre d'entrée et oscillateur local. Pour avoir un bon ordre de grandeur imaginons un récepteur couvrant la plage de 100 à 400MHz avec une FI de 10MHz.
Si l'on souhaite adopter le synoptique de la figure 1, ceci conduit à un oscillateur local capable d'évoluer entre 110 et 410MHz : soit presque deux octaves. Un tel VCO est évidemment extrèmement difficile à concevoir ! De même le filtre d'entrée doit couvrir la plage 100-400MHz, difficile aussi pour un passe-bande.
Une des premières solutions que l'on peut envisager consiste à tronçonner la bande 100-400 en 2, 3 ou 4 sous-bandes, concevoir autant d'OL et de filtres d'entrée et assurer leur commutation. Ceci est tout à fait réalisable et réaliste mais le résultat est encombrant et coûteux. Finalement nous allons voir qu'une FI haute, très haute, apporte une solution relativement simple, chaque constituant ou sous-ensemble de la chaine de traitement étant beaucoup moins critique que dans les cas précédents.

Récepteur avec up-converter

Du premier volet de cet exposé on a conclu que la conception d'un récepteur large bande n'était pas possible avec la structure de la figure 1. Une des principales causes, mais ce n'est pas la seule, est la difficulté de réalisation de l'oscillateur local.
Prenons le problème à l'envers, que savons-nous réaliser ? Réponse : un oscillateur ayant une couverture d'une octave donc f vers 2f :100 à 200MHz, 200 à 400MHz etc.
Nous avons vu que la plage de couverture sur la fréquence d'entrée est égale à la plage de couverture sur l'oscillateur local.
FI = Fol min - Fin min = Fol max - Fin max





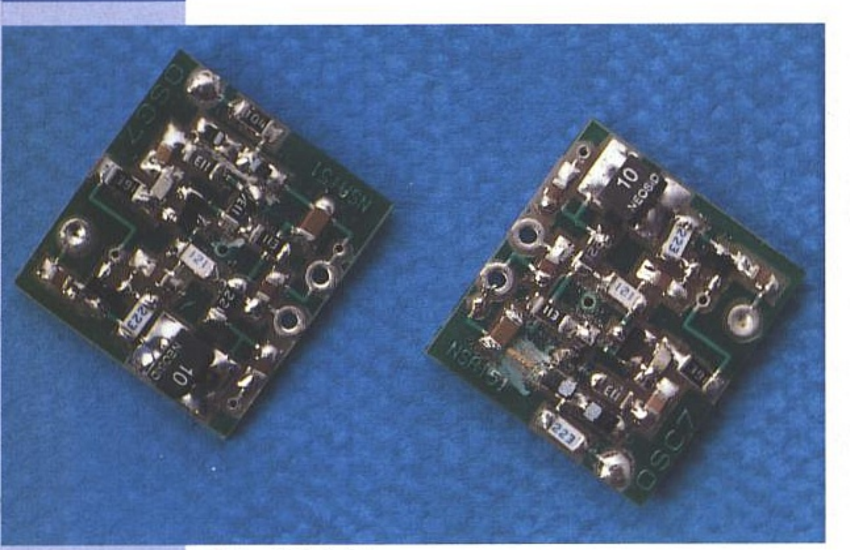
La carte convertisseur abaisseur.

soit Fin max - Fin min = Fol max - Fin min ou encore Fin = Fol
Toutes les conclusions sont dans ces trois équations auxquelles nous ajoutons Fol max = 2 Fol min qui signifie que l'on couvre une octave.
En combinant ces équations on arrive à un premier résultat :
(1) Fol min = Fin
qui signifie que la fréquence minimale de l'oscillateur local doit être égale à la plage de couverture. La deuxième équation donne la valeur de la FI minimale :
(2) FI = Fin max - 2 Fin min
Ces deux résultats peuvent paraitre curieux mais grâce à un exemple concret, elles vont prendre un sens physique et nous verrons qu'il ne s'agit en fait que de la formulation de réflexions qui tiennent uniquement du bon sens.
A ces deux équations, il faut bien entendu en ajouter une troisième qui tient évidemment du bon sens :
FI ≤ Fin min ou FI ≥ Fin max.
Cette équation signifie que la fréquence intermédiaire ne doit pas être dans la bande à recevoir.
Supposons que l'on veuille couvrir 0-300MHz, l'équation 1 nous donne Fol min = 300MHz et l'équation 2, FI = 600MHz. L'oscillateur local couvre alors la plage 300 à 600MHz et suit la loi Fol = Fin + FI.
Par exemple pour recevoir
Fin = 250MHz : Fol = 550MHz.
Si la plage de couverture ne débute pas à zéro, l'équation 2 perd son sens physique car la FI est dans la bande à recevoir et doit être exploitée en écrivant FI ≥ FIN max. Prenons le cas d'une couverture de 100 à 500MHz, avec l'équation 2 nous avons : FI ≥ 500MHz. Si on prend FI = 500MHz, Fol varie entre 600 et 1000MHz ce qui correspond bien à moins d'une octave. Le synoptique général et ultra-simplifié du récepteur large bande sera donc celui de la **figure 2**.
Dévoilons nos cartes, Fol1 varie entre 900 et 1800MHz et FI1 vaut 900MHz. Il est facile, équations 1 et 2,de voir d'où viennent ces valeurs. La plage théorique maximale du récepteur vaut donc 0 à 900MHz. La FI a une valeur élevée ce qui va conduire premièrement à une difficulté supplémentaire de travailler en UHF mais deuxièmement à nous simplifier le problème de la fréquence image,espacée de 2.FI soit 1800MHz de la fréquence à recevoir. Rappel : la plage de couverture est 0-900MHz et la fréquence image à 1800MHz de la fréquence à recevoir. Le filtrage va être facile, il n'y a aucun problème de ce coté.
Mais attention, ne confondons pas tout, nous n'en sommes pas encore à la sélectivité. Sur le schéma synoptique de la figure 2 on note que FI1 est amplifiée, filtrée et envoyée à un deuxième mélangeur. On comprend que le problème est résolu puisque l'on se trouve dans le cas d'un récepteur monofréquence à FI1. Cette fréquence est beaucoup trop haute pour être traitée directement elle est donc mélangée avec Fol2 pour donner FI2. Le choix de Fol2 et FI2 est arbitraire, on pourrait envisager une conversion directe à 10,7MHz mais ce n'est pas la solution que nous avons choisie.

SYNOPTIQUE GÉNÉRAL

Après ce long préambule nous arrivons au synoptique que nous avons retenu. Sans aucun justificatif celui-ci aurait pu passer pour être fortement compliqué.





Les VCO 1 et 2.

La lecture du préambule vous explique donc «comment nous en sommes arrivés là».

Le synoptique général du récepteur large bande est donné à la **figure 3 a**. Ce synoptique est conforme à celui de la figure 2 mais un peu plus détaillé. La première fréquence intermédiaire vaut 900,00MHz, ce qui signifie que le premier oscillateur local varie entre 900 et 1800MHz. Ce VCO est le sous-ensemble le plus critique de cette réalisation et nous aurons l'occasion d'en reparler.

Le VCO détermine la fréquence de reception et il est asservi par un PLL Fujitsu type MB 1507. Le MB 1507 reçoit ses paramètres d'un microcontrôleur qui gère un clavier utilisateur, l'affichage de la fréquence reçue et la sélection de sortie. Dans cette réalisation le rôle du microcontrôleur n'est pas primordial mais c'est un mal nécessaire.

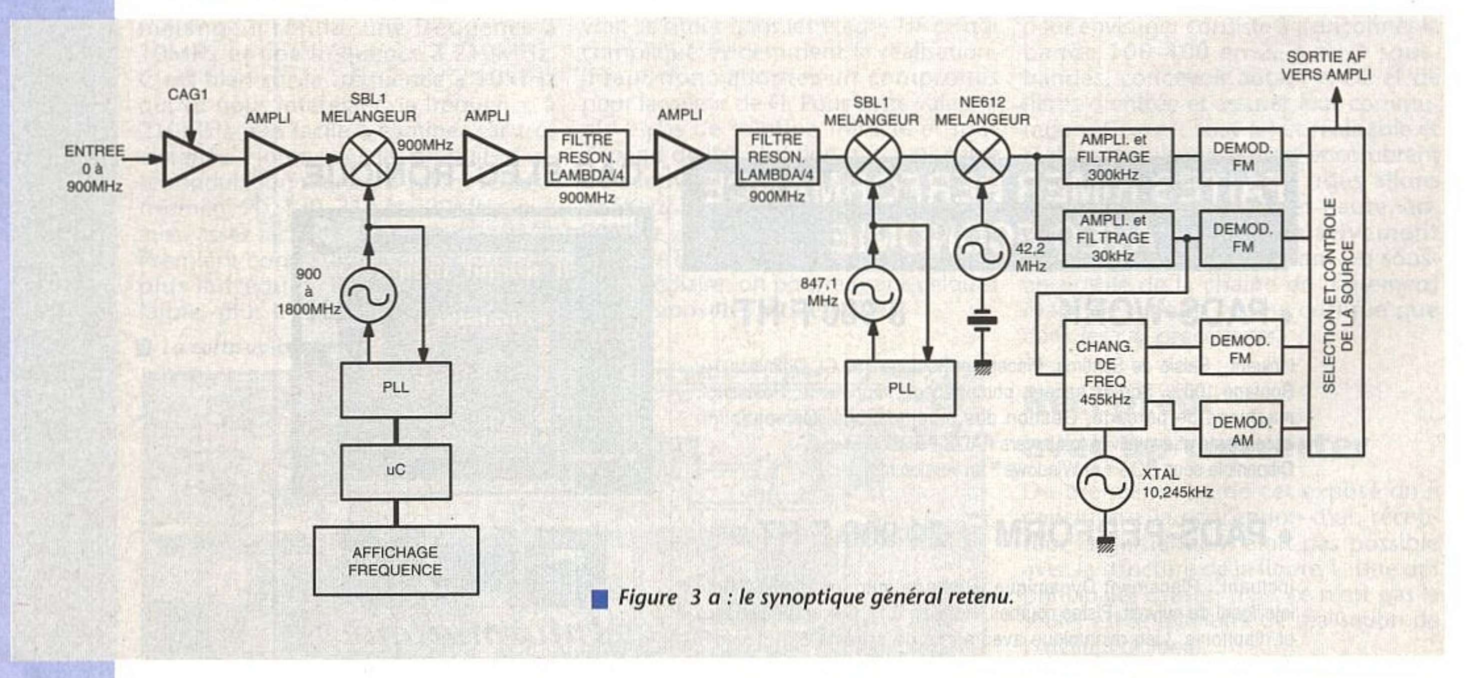


Figure 3 a : le synoptique général retenu.

Revenons à notre FI à 900MHz, elle est filtrée et amplifiée avant d'être envoyée au deuxième mélangeur : down-converter.

La fréquence de l'oscillateur local a été fixée à 847,1MHz. Du mélange il résulte donc une deuxième FI à 52,9MHz. L'oscillateur local Fol2 est calé à 847MHz. Il est asservi en phase et fréquence par un PLL fixe. On pourrait peut être envisager de supprimer ce PLL mais ce n'est pas notre propos à ce stade de la description. Cette fréquence est sommairement filtrée et envoyée à un troisième mélangeur avec Fol3 = 42,2MHz ; en sortie on récupère une classique FI3 à 10,7MHz.

La chaine de traitement à 10,7MHz se divise en trois parties distinctes correspondant à trois largeurs de bande : 50kHz, 30kHz et environ 10kHz. Sur les deux largeurs de bande les plus élevées le signal est demodulé en fréquence uniquement. Sur la largeur la plus étroite le signal est soit démodulé en fréquence soit démodulé en amplitude. Les quatre niveaux démodulés FM1, FM2, FM3 et AM sont envoyés vers un processeur audio qui a pour rôle principal la sélection d'une source parmi 4 et qui permet en outre le contrôle du gain :

volume, graves, aigus etc...

Ce processeur reçoit ses ordres du microcontrôleur via un bus I2C. Ceci termine la description du synoptique du récepteur large bande et nous avons balayé toute la chaine de l'entrée RF à la sortie BF. Ce synoptique est assez simple, en tous cas sur le papier, il ne comporte aucune commutation de filtres ou d'oscillateurs. Mais attention bien que d'apparence simple, la mise en œuvre d'une telle structure est assez délicate.

Les deux oscillateurs locaux sont les deux éléments primordiaux du récepteur.

Pour cette raison ils seront traités à part, chacun faisant l'objet d'une minicarte imprimée. Dans les réflexions qui nous ont conduits à l'élaboration du synoptique, nous avons considéré que les mélangeurs étaient parfaitement quadratiques et que les VCO ne comportaient pas d'harmonique. Tout cela est évidemment faux et ce n'est qu'une hypothèse de travail destinée à trouver la structure finale - celle de la **figure 3 a** -.

Dans la pratique aucun des composants n'est parfait et les harmoniques des VCO se combinant avec les signaux d'entrée vont créer un grand nombre de produits d'intermodulation.

En général les produits se situent hors de la bande utile et sont donc éliminés par les filtres FI dans les divers étages FI1, FI2 et FI3. Pour que chaque filtre FI joue parfaitement le rôle que l'on attend, il faut éliminer tout mode de propagation hors filtre : alimentation,masse ou rayonnement.

La conclusion est alors évidente, la réalisation d'un récepteur selon le synoptique de la figure 3 ne pourra se concevoir sur une carte unique. Nous serons donc face à un ensemble de cartes : modules blindés interconnectés.

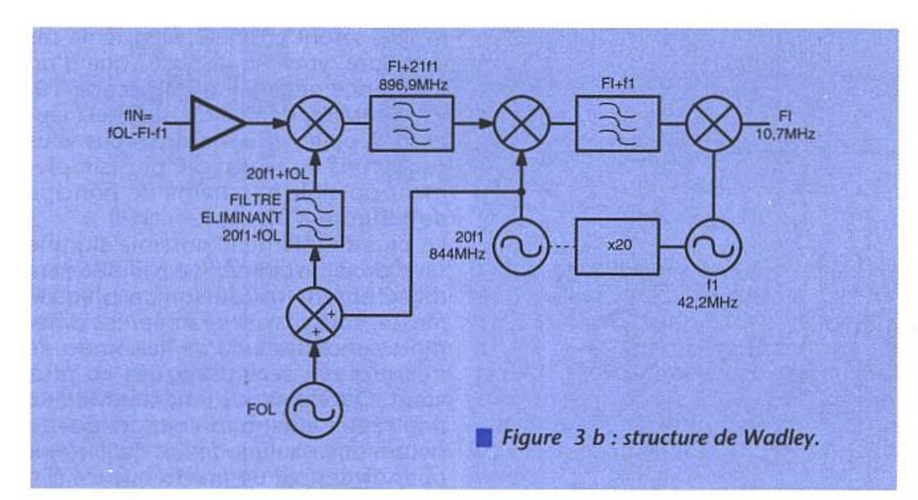
A l'intérieur de chaque module certains sous-ensembles pourront être individuellement blindés. Le sous-ensemble microcontrôleur sera traité de manière classique, ce qui ne signifie pas sans soin. Pour des raisons évidentes de clarté, la plupart des modules constituant le récepteur vous seront présenté sans les blindages, mais pour un fonctionnement correct la présence de ces blindages est impérative.

Nous ne pouvons quitter ce chapitre sans mentionner une structure connue qui présente quelques avantages mais aussi de sérieux inconvénients comme nous allons le voir.

Si nous nous étendons - très peu - sur cette structure, c'est premièrement pour essayer d'être le plus complet possible dans l'exposé du problème et de ses solutions, mais aussi pour nous éviter des remarques et errements désagréables.

La solution de la structure connue sous le nom de Wadley et adaptée à notre





■ *Figure 3 b : structure de Wadley.*

problème concret est représenté à la **figure 3 b**.

Le principal, et même le seul, intérêt de cette structure est l'élimination de l'influence des différentes dérives, temps, températures etc., des oscillateurs intermédiaires.

Pour comprendre comment s'établit cette structure, il faut poser une condition : éliminer les dérives éventuelles du deuxième oscillateur car on ne souhaite pas de synthétiseur.

Ce principe posé prenons le schéma de la sortie vers l'entrée.

La dernière FI vaut toujours 10,7MHz et le dernier OL, 42,2MHz.

Cet OL est à base de quartz dont on considère les dérives négligeables vis à vis de la largeur du canal.

Grace à des circuits fortement non linéaires et filtres appropriés, on fabrique le deuxième oscillateur local à 20 fois la valeur de f1.

Nous avons pris ce coefficient de 20 pour nous rapprocher au maximum de nos valeurs, mais ce paramètre est arbitraire, un bon exercice consiste à rétablir les relations avec 17 ou 23.

Mais peu importe, la première fréquence intermédiaire vaut donc FI +21 f1. On voit donc que le problème de la conversion 900 - 10,7MHz est extrèmement simplifié : absence de PLL, un seul oscillateur.

La fréquence injectée au premier mélangeur s'obtient en additionnant Fol à 20 f1, un mélangeur suffit pour cette opération et un filtre élimine l'image 20 f1 - fol.

Finalement la fréquence reçue vaut : Fin = fol - FI - f1.

Ce qui peut s'écrire FI = fol - Fin - f1.

Si on considère que les variations de f1 sont négligeables devant FI il n'y a aucune variation sur FI qui ne dépend que de fol et Fin.

D'un strict point de vue mathématique cette structure est pour le moins sympathique, elle semble résoudre et simplifier le problème.

En fait, elle ne fait que décaler le problème, ce qui est gagné d'un côté est perdu de l'autre. Cette règle est d'ailleurs applicable à bien des cas et pas seulement électriques, physiques ou mécaniques.

En effet, pour assurer une large plage de couvertures l'oscillateur local doit avec les paramètres figés couvrir 4 octaves.

Inutile de vouloir couvrir 50 - 900MHz avec un seul oscillateur. Il faudra donc quatre oscillateurs mis en service alternativement.

Par ailleurs, le mélangeur recevant fol et 20 f1 délivre bien le produit d'intermodulation 20 f1 + fol mais aussi 20 f1 - fol. Il est facile de dessiner un filtre sur un synoptique ! Dans la pratique, cela peut s'avérer particulièrement compliqué.

Dans notre cas, les deux fréquences sont espacées au minimum d'environ 100MHz mais la fréquence centrale varie simultanément avec fol.

On est donc conduit soit à un filtre suiveur soit une batterie de filtres.

Ces deux inconvénients, filtres et VCO multiples constituent le prix à payer si l'on veut pouvoir éliminer les variations du deuxième OL.

Cette solution, bien qu'intéressante mathématiquement, est finalement rejetée au profit d'un PLL pour le second OL.

Aspect modulaire du récepteur

Le découpage en modules du récepteur large bande est représenté au schéma de la **figure 4**. Ce récepteur se constitue donc de cinq blocs ou sous-ensembles :

- microcontrôleur
- clavier et affichage
- up-converter + VCO1
- down-converter +VCO2
- traitements FI et AF.

Les trois derniers modules prennent place dans des boitiers en tôle d'acier étamé, les entrées/sorties RF s'effectuent par des prises subclic, les alimentations ou signaux de controle par des bypass. Etant donné la complexité de cette réalisation, nous ne traiterons que les deux premiers sous-ensembles dans ce numéro : up et down converters. Sachant que VCO1 et VCO2 font l'objet d'une carte particulière, ce premier numéro est donc consacré à la partie la plus difficile. Comme nous l'avons déjà mentionné dans le préambule, les deux VCO sont les points clé : point de passage obligatoire. Leur réalisation implique un engagement financier minimum et nous commencerons bien sûr par VCO1 et VCO2. Nous aborderons ensuite la description des deux convertisseurs et nous vous laisserons un mois pour souffler ou commencer à réunir les composants principaux et effectuer les premières tentatives et essais.

Description des VCO

Nous commençons par VCO2 car il est probablement plus simple que VCO1. Le schéma de principe de VCO2 est représenté à la **figure 5**. Le transistor oscillateur est T1 du type BFR 92 en CMS.

Une ligne lambda/4 ($\lambda = v/f$) à 900MHz est faiblement couplée - C3- à la base de ce transistor. Une diode varicap D1 associée au condensateur C2 permet d'ajuster la fréquence autour de 850MHz.

Le résonateur lambda/4 est bien un modèle 900MHz, les différentes capacités CMS et capacités parasites - circuit imprimé, transistor - modifient la fréquence d'oscillation en l'abaissant d'environ 5 à 6% de la valeur nominale du résonateur.

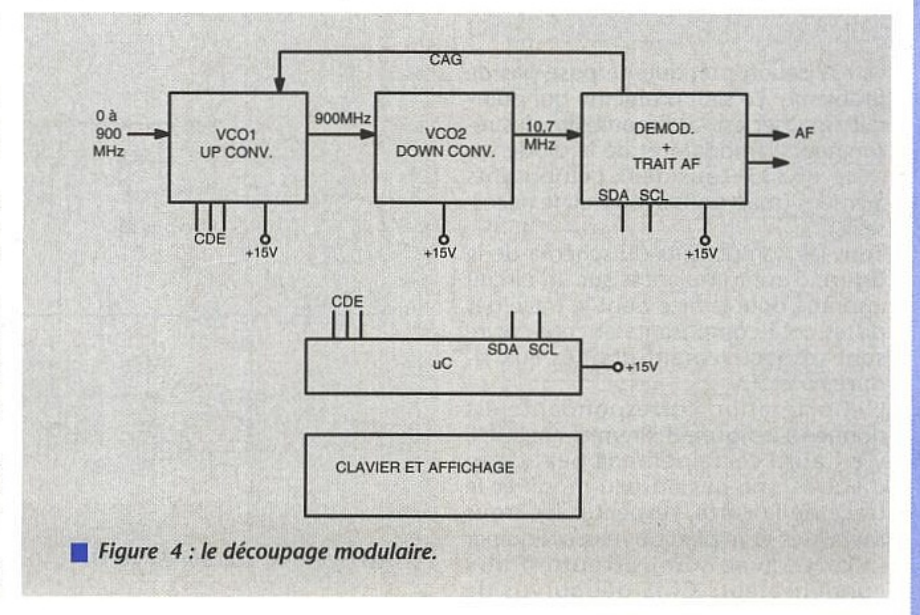
Avec les valeurs et le circuit imprimé proposé, nous avons obtenu les résultats suivants :

Gain du VCO : ≅ 550kHz/V

Bruit de phase : -110 dBc à 10kHz de la porteuse.

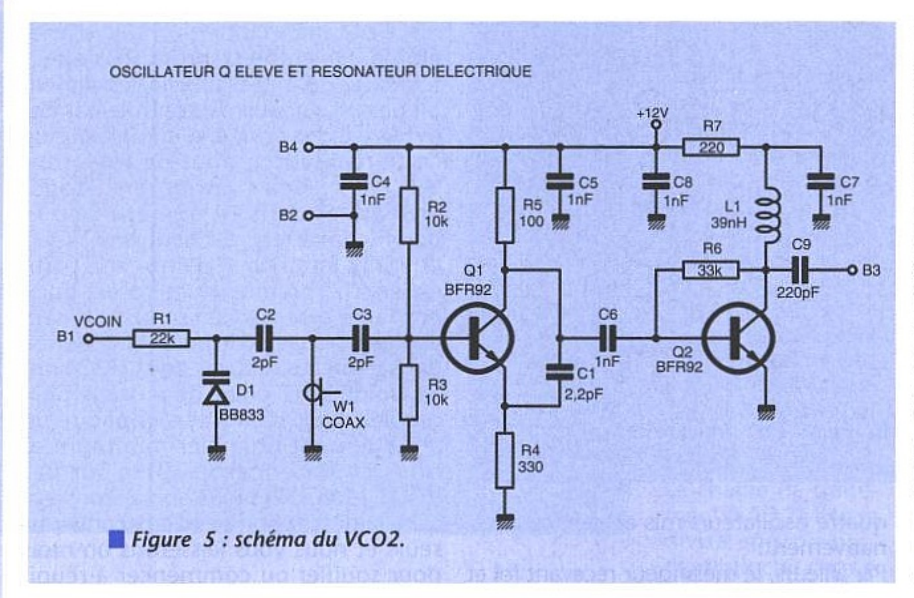
Puissance en sortie de T2 : 16,4 dBm

Attention, pour faire une mesure correcte du bruit de phase les tensions d'alimentation et de commande doivent être EXTRÊMEMENT propres.

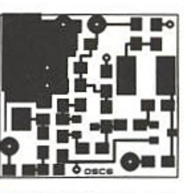


■ *Figure 4 : le découpage modulaire.*

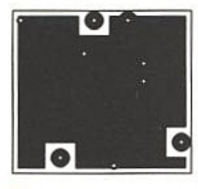




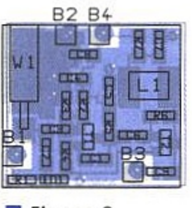
■ *Figure 5 : schéma du VCO2.*



■ *Figure 6 : VCO2*



■ *Figure 7*



■ *Figure 8*

Si l'on veut être très rigoureux, le circuit sera alimenté par une batterie ou accumulateur et le tout placé dans un compartiment parfaitement blindé. Tout parasite ou bruit à l'entrée de commande du VCO a évidemment une répercussion immédiate sur le bruit de phase, le VCO se trouvant modulé par le dit parasite ou bruit.

■ *Figure 8 bis : prédiviseur en l'air pour les essais.*

La réalisation pratique ne pose pas de problème. Le seul problème qui pourrait se poser est la disponibilité des résonateurs lambda/4 et de la diode varicap BB833, tous deux composants Siemens (mais nous avons fait le nécessaire).

Tous les composants du schéma de la **figure 5** sont implantés sur un circuit imprimé double face dont le tracé des pistes coté composants et coté cuivre sont respectivement donnés aux **figures 6** et 7.

L'implantation correspondante est donnée à la **figure 8**. Premier conseil, il y en aura certainement beaucoup d'autres : ne pas ou peu modifier le tracé de la carte, respecter les trous métallisés et le plan de masse. Equiper la carte avec soin, attention aux condensateurs CMS dépourvus de marquage. Après un premier contrôle visuel traditionnel,on peut mettre le circuit sous tension. Si vous voulez être pointilleux, mesurez les tensions de polarisation des deux transistors. En général un VBE très différent de 0,7V est mauvais signe...

Pour vérifier que le circuit oscille correctement, nous allons supposer que vous ne disposez pas de matériel de mesure très sophistiqué, ce qui est le cas de la plupart d'entre vous. Premier cas de figure, vous disposez d'un fréquencemètre 1GHz ou plus. Il est aisé de connecter la sortie de T2 directement sur l'entrée du fréquencemètre. Assurez-vous toutefois que le niveau de sortie soit compatible avec la niveau d'entrée du fréquencemètre. Si le niveau est trop élevé, intercalez un atténuateur 50Ω en PI ou en T.

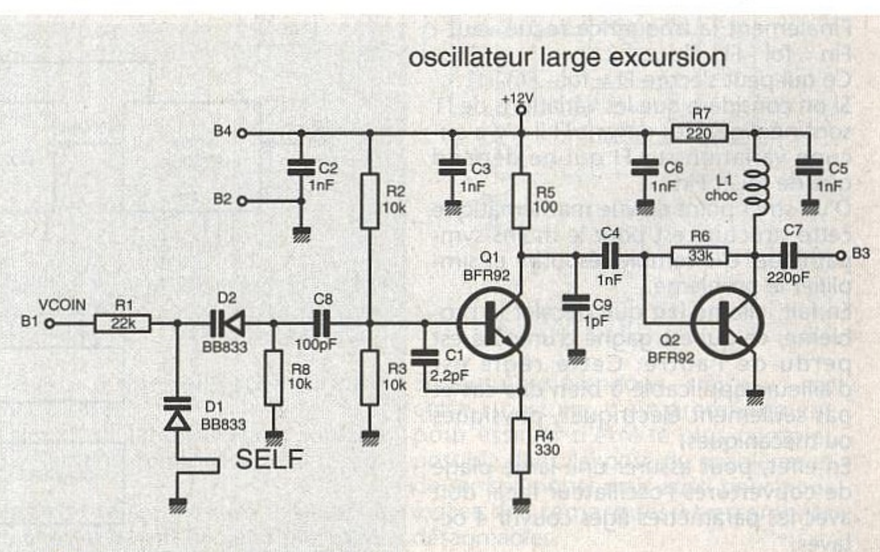
Si le niveau de sortie n'est pas suffisamment important pour le fréquencemètre, les indications données par celui-ci seront erronées. Deuxième cas de figure, vous ne disposez que d'un fréquencemètre BF ou un scope 10, 20, 100MHz, donc d'un matériel inapproprié pour cette mesure, nous vous suggérons de réaliser le plus simplement possible le schéma de principe de la **figure 8 bis**.

Le plus simplement possible signifie sans circuit imprimé ! Le MB 506 sera directement soudé sur un plan de masse, tôle d'acier étamée, les différents condensateurs de liaison ou de découplage seront soudés au plus court. Cette pratique rendra le MB 506 non réutilisable mais cette maquette pourra servir autant de fois qu'il le faut pour diviser par 64 une fréquence élevée.

En feuilletant les publicités de nos annonceurs vous trouverez facilement le circuit MB 506 à un prix raisonnable. Le schéma de la figure 8 b a donc le triple avantage d'une mise en oeuvre rapide, économique et efficace. Le signal de sortie est envoyé de préférence à un fréquencemètre BF : 850/64 = 13MHz environ. L'estimation des variations de la fréquence en fonction de la tension de controle est simple si l'on dispose d'un fréquencemètre. Il suffit simplement de multiplier le résultat affiché par 64. Pour un labo particulièrement réduit, on peut envisager d'envoyer la sortie du diviseur vers un oscilloscope mais la précision est considérablement atténuée. Finalement,et pour être complet,si vous disposez d'un analyseur de spectre, dans ce cas vous savez évidemment vous en servir et les conseils sont inutiles. Prudence toutefois car avec malgré tout pas mal d'expérience il nous arrive encore parfois de nous faire piéger. Si vous passez avec brio cette première épreuve : VCO2,ne vous réjouissez pas car le VCO1 est le morceau de choix.

Le schéma de principe du VCO1 est représenté à la **figure 9**. Ce schéma présente évidemment quelques similitudes avec le schéma du VCO2. Nous ne sommes pas arrivés par hasard sur cette structure mais après de nombreux essais et comparaisons. Nous avons retenu ce circuit qui semble en outre être bien reproductible.

Ce VCO a été premièrement réalisé



■ *Figure 9 : schéma du VCO1.*

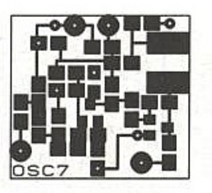


Figure 10 : VCO1

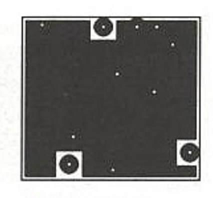
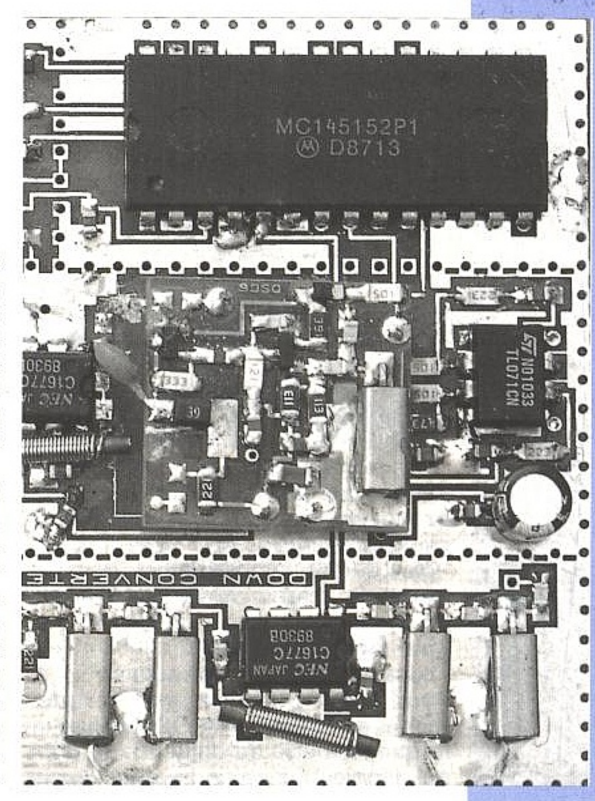


Figure 11



Figure 12



«sur table», plan de masse,puis ensuite à deux exemplaires sur circuit imprimé. Ne nous en voulez pas mais nos moyens sont incompatibles avec une série de 100 pièces destinées à tester la reproductibilité. Rassurez-vous, nous vous indiquerons comment décaler la fréquence si la plage de couverture s'averait insuffisante. Le transistor T1 est en émetteur commun et le circuit oscillant placé entre base et masse. Les diodes varicap BB 833 ont un rapport Cmax/Cmin d'environ 12,5 ; c'est probablement ce qui se fait de mieux dans le genre actuellement. Leur remplacement par un autre modèle est envisageable avec le risque certain de diminuer la plage de couverture. La self déterminant la fréquence d'oscillation est une self imprimée assez difficilement modifiable. Le fréquence d'oscillation peut malgré tout être changée en agissant sur C8 et surtout sur C1. Pour la réalisation pratique les mêmes conseils et la même procédure que pour VCO2 sont applicables. La carte imprimée double face recevant les composants de la **figure 9** : VCO1 a exactement les mêmes dimensions que VCO2.

Les entrées/sorties et alimentations se situent exactement au même endroit, le tracé change quelque peu évidemment. Les tracés des pistes coté composants et coté cuivre sont donnés respectivement aux **figures 10** et **11** ; l'implantation correspondante est donnée à la **figure 12**. Modifier le tracé de cette carte modifiera les performances du circuit mais si vous êtes certain de votre implantation, vous obtiendrez peut être de meilleures perfor-

Figure 14 : schéma de l'up-converter.

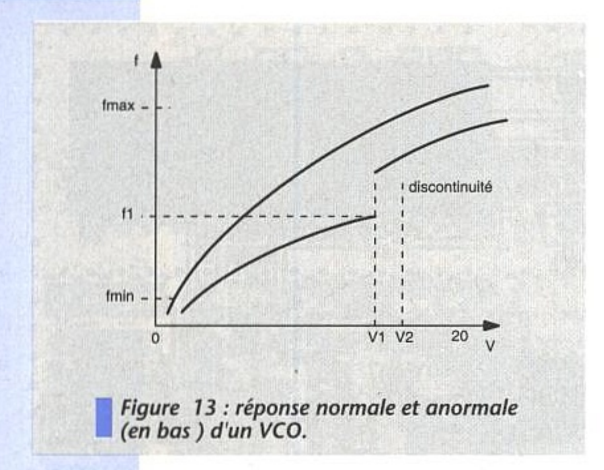


Figure 13 : réponse normale et anormale (en bas) d'un VCO.

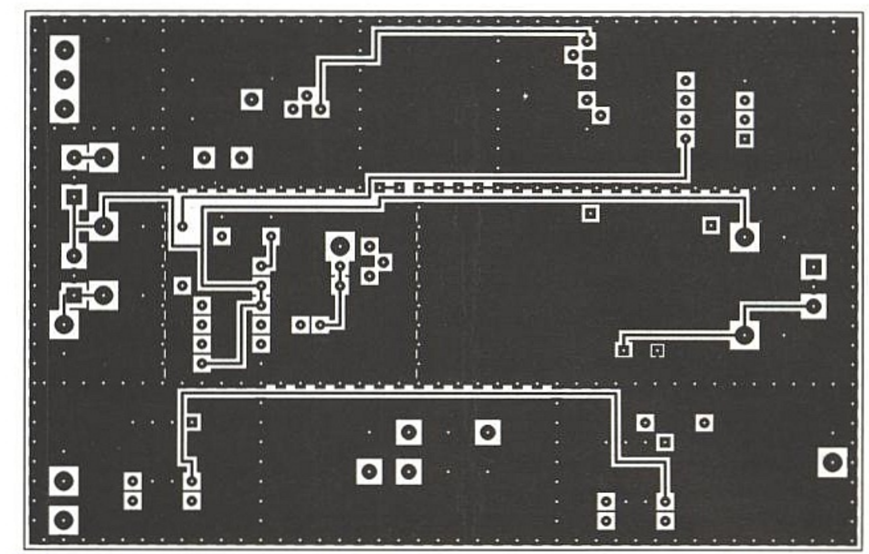


Figure 15 : côté plan de masse.

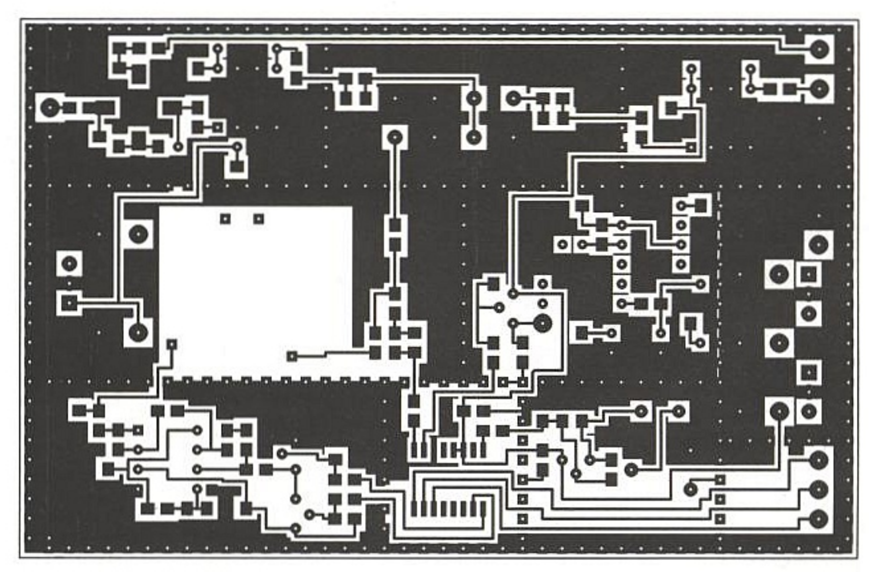


Figure 16 : côté composants.

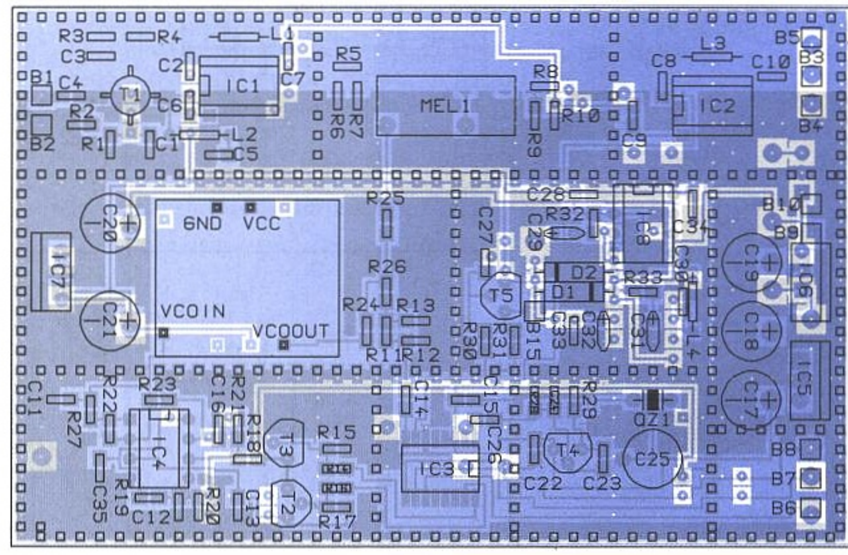


Figure 17

mances que nous ; qui sait ? Sur notre prototype nous avons relevé les chiffres suivants :

- gain du VCO : ≥35MHz/V
- bruit de phase : -90dBc (à 10kHz de la porteuse)
- puissance de sortie : 12 dBm
- consommation : 20mA sous 8V

Pour le test on utilise une des méthodes décrites pour VCO2 : analyseur, fréquencemètre ou diviseur additionnel. L'objectif à atteindre est bien sûr une couverture monotone de la plage 900 à 1800MHz. Pour les plus pointilleux et les plus méthodiques, le relevé de la courbe fréquence en fonction de la tension de commande du VCO peut être pleine d'enseignements. En tous cas ce relevé est fortement conseillé si l'on décide de modifier telle ou telle valeur : C1 par exemple.

Nous avons précisé que la courbe fréquence en fonction de la tension de commande devait être monotone, c'est à dire sans discontinuité. La courbe de la **figure 13** donne un aperçu de ce que l'on est en droit d'attendre. A la figure 13 nous avons ajouté un cas qui peut se produire lorsque le VCO est mal conçu. Le VCO présente une courbe monotone jusqu'à la tension V1 correspondant à une fréquence f1 et dès que l'on dépasse la tension V1 la fréquence passe brutalement sur f2.

En général la discontinuité n'est pas la même lorsque la tension de commande croit ou décroit. En présence de ce cas il n'y a en général pas de remède, le changement du point de polarisation ou des valeurs du circuit oscillant ne changent en rien les résultats, souvent la discontinuité se décale en tension et fréquence. Ce phénomène est souvent dû à d'importantes selfs parasites, soit sur les composants, soit sur le circuit imprimé : alimentation, mauvaise masse etc...

En principe ce n'est pas le cas du VCO1 mais il est préférable de le controler car le PLL n'est d'aucun secours pour corriger ce défaut. Nous supposons donc que les deux étapes VCO1 et VCO2 sont franchies avec succès, si tel n'est pas le cas persistez. Nous passons donc aux deux convertisseurs up et down.

Premier convertisseur élévateur

Le schéma de principe du premier convertisseur est donné à la **figure 14**. Un coup d'oeil rapide sur les alimentations nous permet d'évacuer les choses simples. On trouve trois régulateurs intégrés 7812, 7808 et 7805.

Le 12 V est uniquement employé pour un convertisseur élévateur qui délivrera environ 22V à vide. Ce convertisseur élévateur est bâti autour de IC8 LMC 555. Un grand soin a été apporté au filtrage de manière à éliminer d'éventuels parasites modulant le VCO.

Le 8V est utilisé par le VCO, sa présence n'est pas indispensable, il s'agissait seulement de ne pas véhiculer de parasite sur l'alimentation du VCO. Dès que les problèmes d'alimentation sont



FVCO = (N.P + A) FXTAL / M

FXTAL = 6400 kHz

M = 128

FVCO = 847100 kHz

FINPUT = 900000 kHz

FI1 = 52900 kHz

FI2 = 10700 kHz

Figure 18 : schéma du convertisseur abaisseur.

éliminés, le schéma de principe de la figure 14 s'éclaircit. Le signal d'entrée est envoyé sur C4, amplifié et controlé par le transistor T1, CF300. En sortie du CF 300 on trouve un amplificateur monolithique µPC1677. Le signal de sortie est envoyé au port FI d'un mélangeur équilibré via un atténuateur 50 Ohms.

Le signal d'oscillateur local - VCO1 - est envoyé sur la borne B11. Les trois résistances R24, R25 et R26 constituent un diviseur de puissance - 6dB d'atténuation.

Ce signal est envoyé d'une part sur le port OL du mélangeur et d'autre part sur le synthétiseur de fréquence via un atténuateur en PI. La fréquence intermédiaire est disponible en sortie RF du mélangeur. Il n'y a pas d'inversion, il ne s'agit pas d'une erreur, en convertisseur élévateur l'entrée s'effectue sur le port FI et la sortie sur RF. La fréquence intermédiaire à 900MHz issue de la broche 1 du mélangeur SBL1 est envoyée via un atténuateur à un amplificateur intégré µPC 1677. La chaine de traitement du convertisseur élévateur est assez simple, elle se limite à trois amplificateurs, un mélangeur et un VCO. Il nous reste à traiter le cas du synthétiseur de fréquence. La fréquence du VCO doit évoluer entre 900 et 1800MHz. A ces fréquences il n'y a que peu de composants grand public disponibles pour cette fonction. Nous avons donc opté pour un MB 1507 Fujitsu. Nous avons remarqué que les oscillateurs à quartz inclus dans la plupart des PLL avaient un bruit de phase déplorable. Ce bruit est répercuté et multiplié sur la fréquence synthétisée. Nous avons donc opté pour un oscillateur externe conçu autour de T4. Le signal de sortie de l'oscillateur est envoyé via C26 à l'entrée X1 du MB 1507. Si l'amplitude est suffisante - et c'est le cas - on récupère le signal remis en forme à la sortie X2.

Les deux sorties des comparateurs de phase - broche 15 et 16 - sont combinées pour donner la tension de controle de la boucle, point commun des collecteurs de T2 et T3. Cette tension peut évoluer entre 0 et 5V. Cette excursion est insuffisante pour le VCO.Le role de IC4 est donc d'amplifier et d'intégrer la tension de contrôle de la boucle disponible sur la broche B12, IC4 est,rappelons-le, alimenté en + 22V.

Réalisation pratique

Dans ce chapître nous nous limiterons à la réalisation sans aborder le paragraphe mise sous tension car nous ne sommes pas sensés avoir présenté le mode de programmation du PLL. Le premier convertisseur est implanté sur une carte double face trous métallisés dont les tracés des pistes coté composants et coté cuivre sont donnés respectivement aux **figures 15** et **16**.

L'implantation correspondante est donnée à la **figure 17**. Sur cette carte il y a assez peu de composants, peu de raison de commettre une erreur de câblage. Attention à l'orientation des circuits intégrés et surtout au mélangeur.



Le point bleu coté picot de sortie est la broche 1 et la numérotation est en Z. L'emplacement de VCO1 est clairement indiqué sur le plan d'équipement et B11, B12, B13 et B14 sont placés de manière à ce que l'on ne puisse pas se tromper. D'autre part vous remarquerez que de nombreux cloisonnements inter-étages sont prévus. Sur les photos du premier convertisseur une des cloisons a été mise en place. Pour éviter tout mélange intempestif des différentes fréquences en jeu, toutes les cloisons doivent être en place, soudées non seulement au circuit imprimé mais aussi au boitier.
Le boitier du quartz devra aussi être soudé à la masse. Ce boitier est un modéle standard disponible chez Béric et Cholet Composants. Sans le programme injectant les informations au PLL, la mise en route du circuit n'a pas grand sens. Malgré tout pour les plus pressés, la mise sous tension peut être envisagée. On controlera évidemment la présence de TOUTES les tensions, +12, +8, +5 et +22V. Si le coeur vous en dit à l'aide d'un générateur HF et en agissant sur le VCO avec une tension continue on peut contrôler le gain de la chaine de transposition HF.

Deuxième convertisseur, convertisseur abaisseur

Le schéma de principe du convertisseur abaisseur est représenté à la **figure 18**. Eliminons premièrement le problème de l'asservissement de l'oscillateur local à 847,1MHz.
Cet oscillateur est asservi par deux circuits diviseurs et un amplificateur qui filtre la tension d'erreur. La chaine de division se contitue de la mise en cascade du circuit IC3 : SP 8704 diviseur par 64/65 et d'un diviseur programmable IC4 MC 145152. La fréquence de référence vaut 6400kHz, elle est issue d'un oscillateur à quartz autour de T5 qui donne de bien meilleurs résultats, en bruit de phase,que l'oscillateur interne du MC 145152 XO, XI. La fréquence de référence est envoyée à l'entrée XI pin 27 du MC 145152. Le même signal peut être visualisé en sortie à la broche 26.
Avec cette structure la relation entre la fréquence synthétisée, la fréquence de référence et la valeur de tous les diviseurs s'écrit :
f VCO = (NP + A) . f XTAL /M. P est le premier diviseur SP 8704 et dans notre cas vaut 64. f XTAL vaut 6400kHz et M est fixé par les broches RA0, 1 et 2 ; avec RA0 = RA2 = 0 et RA1 = 1,M vaut 128. La fréquence de comparaison f XTAL/M vaut finalement 50kHz. Les valeurs de N et de A se calculent alors facilement :
N = 264 et A = 46.
Ces deux valeurs sont programmées sur le MC 145152, N0 à N9 et A0 à A5. Le filtre de boucle, bâti autour de IC8 renvoie au VCO la tension d'asservissement qui sera comprise entre 1 et 10V. Le signal de sortie du VCO est divisé R14, R15 et R16. Une fraction de la puissance est envoyée au mélangeur et une autre fraction, atténuée, est injectée au premier diviseur. Au début de cette description nous avons évoqué la suppression de cet asservissement. Développons quelque peu cette idée. Pour limiter le coût et la complexité, on pourrait premièrement supprimer purement et simplement l'asservissement et caler le VCO - sans varicap - sur la fréquence requise. Cette solution attrayante donnera de bons résultats si l'on travaille en bande large mais risque d'être très décevante en bande étroite - quelques kHz - car il faut être certain que les dérives du VCO seront très nettement inférieures à la largeur du canal. La solution la plus élégante est donnée au schéma de la **figure 19**. Dans notre cas nous n'avons aucun besoin de reprogrammation du synthétiseur et le MC 145152 est programmé par cablage. L'asservissement réclame donc 3 circuits, un prédiviseur, un diviseur et un filtre.

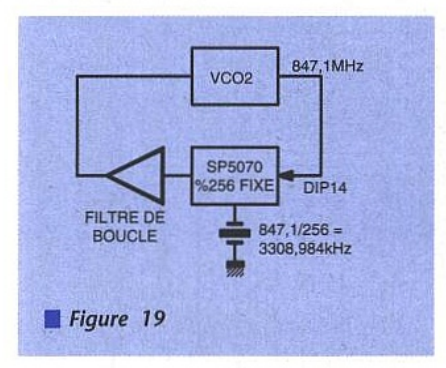


Figure 19

Avec le schéma de la figure 19 l'asservissement ne réclame qu'un seul circuit intégré 14 broches DIP ou SOP. Avec ce circuit le rapport de division est fixe : 256 et implique un quartz non standard, 3308,984kHz. La fréquence asservie vaut alors 256 fois la valeur du quartz. D'autre part le filtre de boucle se compose d'un unique transistor. Bien qu'une société comme Matel soit capable de réaliser rapidement ce quartz sur mesure pour des prix raisonnables, nous avons - avec regrets - éliminé cette solution faute de disponibilité du SP 5070 dans le réseau de distribution grand public.
Noter que le schéma de la figure 19 est non seulement plus économique mais aussi plus performant que celui de la figure 18. Dans le cas de la figure 18 le rapport de division vaut 16942 et seulement 256 à la figure 19. Cette différence se fera évidemment sentir sur le bruit de phase autour de la porteuse, d'autant plus important que le rapport de division est grand. Nous avons finalement tranché en sélectionnant la solution avec les approvisionnements les plus aisés, quartz standard 6400kHz.
Nous pouvons maintenant passer au cas de la chaine de traitement RF. Le signal à 900MHz est envoyé via un premier filtre à un amplificateur IC2 : µPC 1677. Le filtre passe-bande à 900MHz est conçu à partir de deux résonateurs en lambda/4 à 900MHz faiblement couplés par C7.
A la sortie de l'amplificateur on place un filtre similaire et le signal est envoyé vers le port RF du mélangeur. Les quatre résonateurs lambda/4 à 900MHz sont identiques au résonateur utilisé dans VCO2. Le signal d'oscillateur local à 847,1MHz est envoyé sur le port OL du mélangeur, la fréquence intermédiaire résultant du mélange entre les deux fréquences vaut 52,9MHz.
Cette fréquence est choisie pour éliminer tout problème de fréquence image, le filtre passe-bande à 900MHz ne pouvant pas être parfait. Avec un oscillateur local à 847,1MHz et une FI à 52,9MHz, il existe deux fréquences d'entrée possibles 900MHz et 794,2MHz.
Cette deuxième fréquence eloignée de deux fois 52,9MHz de la fréquence utile, donc plus de 100MHz,est suffisamment éloignée pour n'apporter aucune gène.
Cette deuxième fréquence est compatible avec la largeur du filtre à 900MHz. A ce propos les résonateurs en lambda/4 pourraient être remplacés par des filtres hélicoïdaux mais le montage y perdrait en compacité et en souplesse puisque les résonateurs ne réclament pas de réglage. Le signal à la fréquence intermédiaire est donc disponible aux broches 3 et 4 du mélangeur, il traverse un atténuateur en T avant d'être appliqué au deuxième mélangeur IC1 : NE 602.
Le réseau C34, C35 et L3 constitue une adaptation à l'impédance d'entrée élevée - environ 1500Ω - du NE 612. Pour cette adaptation C35 et L3 résonnent à la fréquence centrale, C34 et C35 constituent le transformateur élévateur dans le rapport des impédances. Le mélangeur NE 602 reçoit un signal d'oscillateur local à 42,2MHz. Le quartz fonctionne en partiel 3. L'oscillateur est classique et le circuit TR1, C23 est accordé sur 42,2MHz. Un atténuateur en T isole l'oscillateur et le mélangeur et établit le niveau d'OL optimum.
En sortie du mélangeur on place un filtre à 10,7MHz,un atténuateur et un amplificateur intégré. De la sortie FI, broches 3 et 4 du mélangeur ,jusqu'à la sortie de la platine changeur de fréquence,le gain vaut environ 22dB.
Examinons maintenant le schéma de la **figure 20**.Ce schéma montre la chaine de conversion et les fréquences souhaitées sont encadrées.Les fréquences indésirables dues aux images sont mises en évidence. Dans le précédent paragraphe nous avons vu qu'une fréquence à 794,2MHz était susceptible de donner une FI à 52,9MHz. Prenons le problème dans le sens inverse,de la

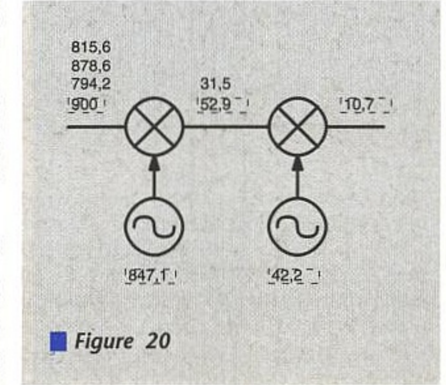


Figure 20



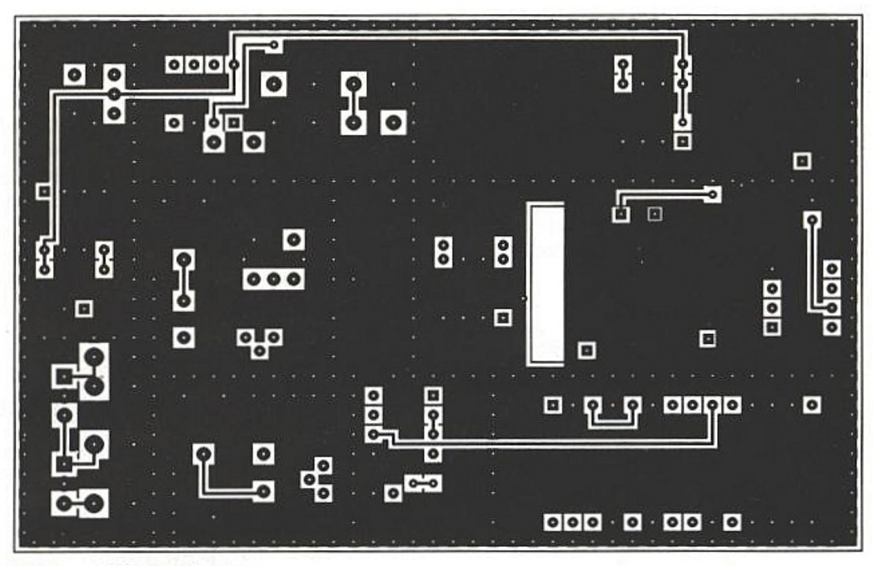


Figure 21 : côté cuivre.

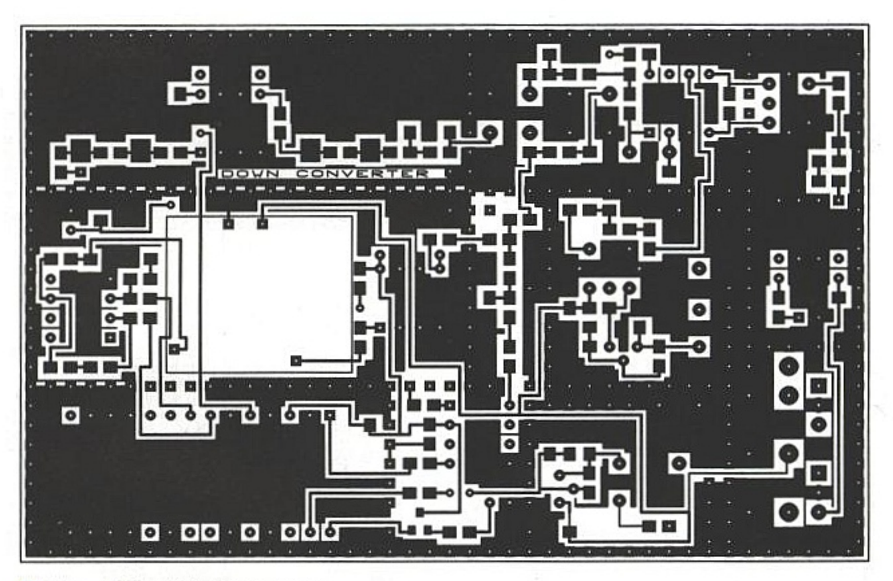


Figure 22 : côté composants.

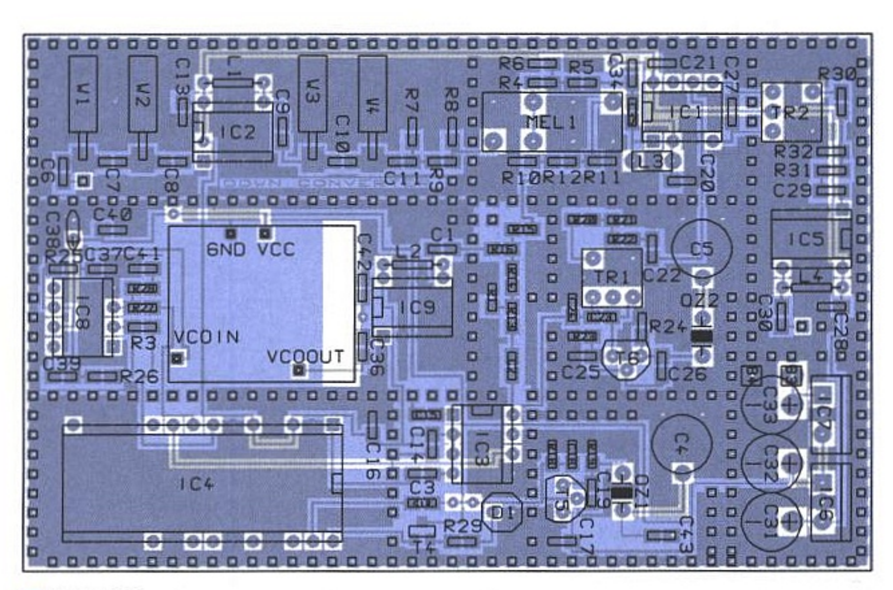


Figure 23

sortie vers l'entrée. Avec une FI de 10,7MHz et un oscillateur à 42,2MHz, que peut-on recevoir ? Réponse, bien sûr la fréquence à 52,9MHz mais aussi 31,5MHz.
Cette dernière fréquence sera légèrement filtrée par le circuit d'adaptation. Voyons alors ce que donne 31,5MHz avec un OL à 847,1MHz. Ceci donne deux raies susceptibles de nous gèner : 815,6 et 878,6MHz. La fréquence parasite la plus près de situe à 878,6MHz, environ 20MHz de la fréquence utile : 900MHz. Le filtre d'entrée à 900MHz devra donc se charger d'éliminer au maximum cette fréquence.

Dans cet exemple, figure 20, nous n'avons pris que les produits d'intermodulation d'ordre 2 et considéré que les oscillateurs ne délivraient pas d'harmoniques - ce qui revient au même -. On voit clairement que lorsque l'on multiplie les changements de fréquence, cela devient rapidement « la foire d'empoigne» et qu'il faut prendre pas mal de précautions, tant à la conception et au choix des paramètres que sur la réalisation : filtres et blindages véritablement efficaces.
Il est en effet inutile de mettre en place des filtres performants si dans la pratique le signal se propage par les alimentations ou par rayonnement. Pour compléter la description du schéma on mentionnera à titre de mémoire les régulateurs d'alimentation et l'indicateur de verrouillage T4, R29 et D1 optionnel.

Réalisation pratique

La carte convertisseur abaisseur a les mêmes dimensions que la carte convertisseur élévateur. Ce n'est pas un fruit du hasard mais elle est prévue pour se loger dans un boitier similaire à celui du convertisseur élévateur. Pour cette carte, les tracés des pistes coté composants et coté soudures sont donnés aux **figure 21** et **22** et l'implanta-

NOMENCLATURE :

Carte convertisseur abaisseur

Resistances :

R1,R9,R12 : 22Ω
R3,R26,R27,R28 : valeurs à venir lors de la programmation
R4,R5,R30,R31 : 12Ω
R6,R32 : 100Ω
R7,R8,R10,R11 : 220Ω
R13 : 33Ω
R14 : 51Ω
R15,R16 : 18Ω
R17 : non implantée
R23,R18 : 820Ω
R19,R24,R25 : 22kΩ
R20,R22 : 15Ω
R21 : 68Ω
R29 : 330Ω

Condensateurs :

C1,C2,C3,C12,C15,C20, C22,C36 : 1nF
C4,C5,C6,C8,C9,C11 : 1,5pF
C7,C10 : 1pF
C13,C14,C16,C17,C21,C24,C28, C29,C30,C40,C42 : 10nF
C18 : 22pF
C25,C19 : 10pF
C23 : 15pF
C26 : 4,7pF
C27 : 56pF
C31,C32,C33 : 220µF
C34 : 330pF
C35 : 82pF
C37,C39,C41 : 100nF
C38 : 10µF
C43 : 150pF

Semi-conducteurs :

D1 : DEL
T4 : BC847B
T6,T5 : BF245B
MEL1 : SBL1

Circuits intégrés :

IC1 : NE602
IC2,IC5,IC9 : UPC1677
IC3 : SP8704
IC4 : MC145152
IC6 : LM7805CT
IC7 : LM7812CT
IC8 : LF356

Divers :

TR1 : 2K241
TR2 : 5163
L1,L2,L4 : choc
L3 : 125nH
QZ1 : 6400kHz
QZ2 : 42,2MHz
W1,W2,W3,W4 : Résonateurs diélectriques 900MHz λ/4 Siemens

Carte convertisseur élévateur

Resistances :

R1 : 47Ω
R2 : 1kΩ
R3,R15,R17,R27,R29,R31 : 10kΩ
R4 : 22kΩ
R5,R8,R11 : 33Ω
R6,R7,R9,R10,R12,R13 : 150Ω
R14,R16,R18,R21 : 12kΩ
R19,R20,R22,R23,R30 : 33kΩ
R24,R25,R26 : 18Ω
R28 : 820Ω
R32 : 100kΩ
R33 : 10Ω

Condensateurs :

C1,C4,C6,C7,C16 : 100nF
C2,C3,C5,C8,C9,C10,C11,C12, C13,C14,C15,C22,C26,C27, C30,C33,C34,C35 : 10nF
C17,C18,C19,C20,C21 : 220µF
C23 : 22pF
C24 : 47pF
C25 : valeurs à venir
C28 : 100pF
C29,C31,C32 : 22µF

Semi-conducteurs :

T1 : CF300
T2,T5 : BC557B
T3 : BC847B
T4 : BF245B
MEL1 : SBL1
D2,D1 : 1N4148

Circuits intégrés :

IC1,IC2 : UPC1677
IC3 : MB1507
IC4 : TL072
IC5 : LM7805CT
IC6 : LM7812CT
IC7 : LM7808CT
IC8 : LMC555

Divers :

L1,L2,L3,L4 : choc
QZ1 : 15000kHz

VCO1

Resistances :

R1 : 22kΩ
R2,R3,R8 : 10kΩ
R4 : 330Ω
R5 : 100Ω
R6 : 33kΩ
R7 : 220Ω

Condensateurs :

C1 : 2,2pF
C2,C3,C4,C5,C6 : 1nF
C7 : 220pF
C8 : 100pF
C9 : 1pF

Semi-conducteurs :

D1,D2 : BB833
T1,T2 : BFR92

Divers :

L1 : choc
Accord : self imprimée

VCO2

Resistances :

R1 : 22kΩ
R2,R3 : 10kΩ
R4 : 330Ω
R5 : 100Ω
R6 : 33kΩ
R7 : 220Ω

Condensateurs :

C1 : 2,2pF
C3,C2 : 2pF
C4,C5,C6,C7,C8 : 1nF
C9 : 220pF

Semi-conducteurs :

D1 : BB833
T1,T2 : BFR92

Divers :

L1 : choc
W1 : résonateur coaxial 900MHz λ/4 Siemens



tion correspondante à la **figure 23**. Les mêmes principes et les mêmes méthodes sont applicables aux deux cartes : blindage, soin etc...
Le VCO2 se positionne sur la carte convertisseur exactement de la même manière que VCO1. Les seuls composants pouvant être mis sur support sont IC4 et IC8. Tous les composants HF doivent être soudés directement. Pour les résonateurs W1 à W4 on s'aidera des photos et du schéma de la **figure 24**.

Mise sous tension

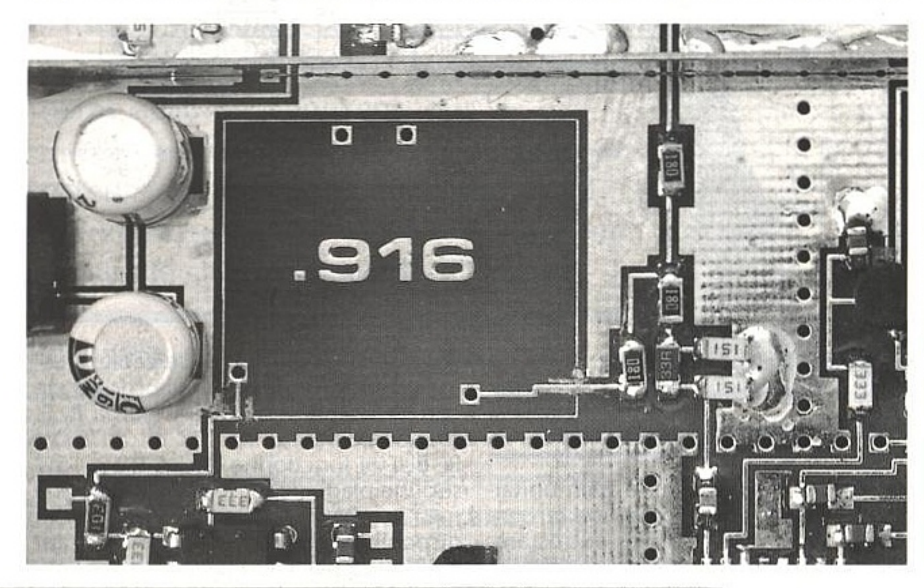
La première chose consiste à s'assurer de la présence des tensions continues d'alimentation sur chaque circuit. Si VCO2 a été testé sur table préalablement, le PLL se verrouille immédiatement et la tension continue présente à la borne B5 prend une valeur entre 1 et 10V. Pour s'assurer que le PLL est bien verrouillé on peut introduire une capacité parasite sur le VCO, en approchant un doigt par exemple, et voir simultanément la tension de contrôle évoluer. Des mesures complémentaires peuvent ensuite être effectuées,gain et largeur de bande du filtre et ampli d'entrée à 900MHz dans un premier temps puis gain et réponse en fréquence de l'étage de sortie de 52,9MHz jusqu'à 10,7MHz.
Nous en terminerons là pour ce numéro. Dans le prochain numéro nous traiterons la platine FI 10,7MHz, évidemment d'une mise en oeuvre beaucoup plus simple et des cartes microcontrôleur et affichage puis nous verrons l'intégration finale des sous-ensembles.

Vous constatez alors qu'il s'agit d'un projet assez ambitieux qui réclame outre un énorme travail, un investissement financier non négligeable. Bien évidemment pour le dump microcontrôleur et les bonnes adresses vous consulterez le serveur Minitel ERP.
En attendant la suite, testez les VCO1 et VCO2. Bon courage !

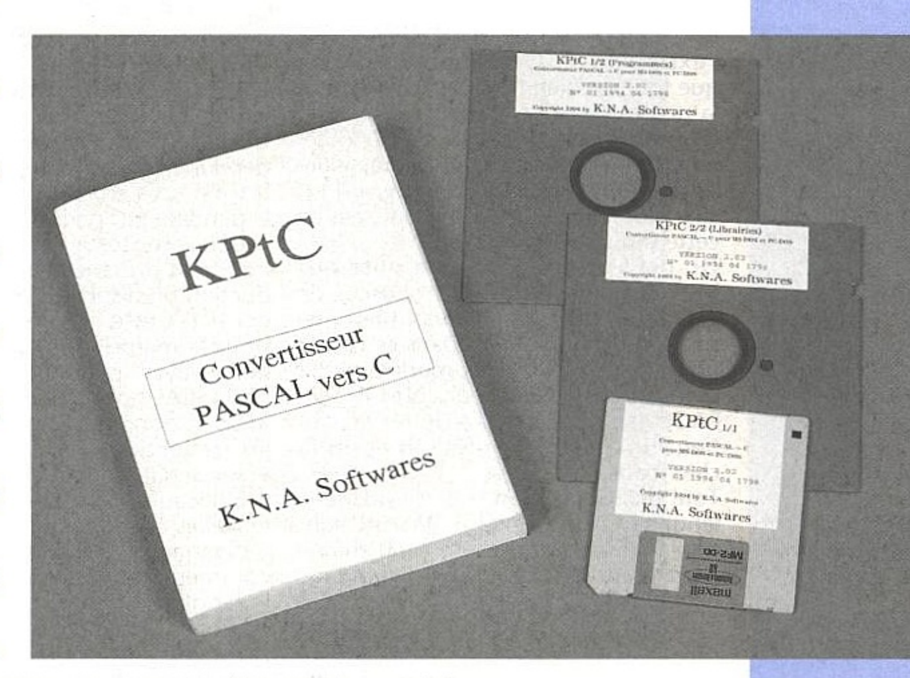
François de DIEULEVEULT.

ligne lambda/4
Cordon de soudure entre le résonateur et le plan de masse
Plan de masse
Soudure
Condensateur CMS
Pistes imprimées

Figure 24 : mise en place des résonateurs diélectriques λ/4.



KPtC : LE TRADUCTEUR



L'informatique n'a jamais été parmi les préférences de l'électronicien, mais en ces temps où le numérique, le microprocesseur et autres bêtes du même acabit envahissent tous les secteurs de l'électronique, certains ont du faire le choix difficile de s'y atteler. Pour cela, et notre système éducatif aidant, ils se sont fait les dents avec un langage «compréhensible» et bien introduit. Pour ceux qui n'auraient pas saisi, il s'agit du PASCAL. Tout allait très bien, jusqu'à ce que sorti de l'école, on s'aperçoive que la majorité des applications fonctionne en langage C et C++. Finis alors les longs listings «verbeux» et place à une suite de codes et une syntaxe assez hermétiques au néophyte.

Plus grave, les superbes algorithmes mis au point avec tant d'acharnement durant de longues journées (et nuits), ne sont plus qu'une immense montagne de disquettes et de papier sans valeur. Car pour qui penserait traduire des listings parfois longs de milliers de lignes, cela équivaut à un travail généralement supérieur à tout recommencer à partir de rien.
Heureusement et là on peut dire que les choses sont bien faites, il existe des programmes chargés d'assurer cette conversion automatiquement. Et c'est l'un d'eux que nous allons vous présenter : KPtC de K.N.A software.
Comme on l'a énoncé plus haut, les électroniciens que nous sommes, disposent généralement d'algorithmes décrits en PASCAL, et nous avons besoin de programmer tel ou tel microprocesseur ou microcontrôleur. Mais la très grande majorité d'entre eux ne sont livrés qu'avec des assembleurs ou bien encore des compilateurs C. L'intérêt d'un tel outil pour les «pauvres» non-informaticiens semble alors évident. Reste à savoir si cet outil est à la mesure du travail que l'on lui demande. On va donc procéder par étape sur le test de ce traducteur KPtC de KNA Software.

L'installation du logiciel

Le logiciel est livré sous la forme d'un ensemble de disquettes 3" 1/2 et 5" 1/4 qui permettent à tout un chacun l'installation même sur des machines dépourvues de lecteur 3" 1/2. La configuration requise se trouve être un compatible PC. XT ou AT, possédant un système d'exploitation MS-DOS version 3.30 minimum et de préférence un disque dur.
L'installation proprement dite du logiciel s'effectue en lançant tout simplement le programme INSTALL sur la première disquette. Celui-ci vous propose ensuite de positionner certaines options comme le répertoire de destination, le type de compilateur C utilisé ou encore le chemin permettant d'y accéder. Une remarque cependant sur cette recherche des fichiers inclus par le programme install. En effet celui-ci recherche tous les fichiers susceptibles d'être des fichiers d'en-tête de compilateur C. Il fait pour cela une recherche sur tous les fichiers du disque dur, dans tous les répertoires et aussi dans toutes les unités. Une fois trouvés, une modification y est apportée, afin d'inclure également le fichier PASCAL.H fourni avec KPtC.
Malheureusement, lors de la recherche, le programme l'unité CD-ROM de l'auteur, qui contenait un nombre faramineux de fichiers et de répertoires. L'attente a été assez longue avant qu'il n'ait terminé toute cette recherche pour rien car, CD-ROM oblige, toute écriture y est interdite. Cette délicatesse sera cependant corrigée dans la version disponible avant la parution de la revue.
Une fois ce cycle passé, on dispose, dans le répertoire d'installation, des programmes nécessaires à la phase de traduction, phase que l'on va rapidement vous décrire.

La traduction PASCAL vers C

La phase de traduction est d'une simplicité extrême :
Il suffit d'obéir à la syntaxe ;
C:\KPTC\KPTC [options] nomDuFichierATraduire
Le fichier PASCAL avec généralement l'extension .pas est alors traduit avec l'extension .c. On peut alors penser que tout est bien ficelé et l'affaire dans la poche. Mais l'expérience aidant et les problèmes de portabilité des différents langages étant une promesse généralement assez mal tenue, il faut aller plus loin et voir les mécanismes de cette traduction en détail.
On peut observer tout de suite que KPtC fonctionne sur des sources de programmes PASCAL, aussi bien que sur des unités PASCAL. Dans ce cas, et pour conserver l'aspect modulaire des unités PASCAL avec leur cotés INTERFACE et IMPLEMENTATION, on obtient un fichier d'en-tête .h et un fichier code .c.
Tout d'abord et c'est le plus évident, le langage C et le langage PASCAL sont des langages assez différents, bien que partageant la même base de langage procédural. C'est à dire que l'on peut résumer le langage C et le langage PASCAL à un type de programme du style suivant :

Déclaration du programme

```
{       DECLARATION DES TYPES DE DONNEES
        DECLARATION DES VARIABLES AVEC LES TYPES PREDEFINIS OU DECLARES
        DECLARATION DES SOUS-PROGRAMMES ET FONCTIONS
        {       DECLARATION DES TYPES DE DONNEES
                DECLARATION DES VARIABLES AVEC LES TYPES PREDEFINIS OU DECLARES
                ENSEMBLE STRUCTURE DE CONTROLE
                {       SI EXPRESSION ALORS ENSEMBLE STRUCTURE DE CONTROLE
                    OU
                        TANT QUE EXPRESSION ENSEMBLE STRUCTURE DE CONTROLE
                    OU
                        APPEL DE SOUS-PROGRAMME OU FONCTIONS
                    OU
                        ...
                }
        }
}
```

Cette structure est globalement la même pour les deux langages, mais les mot-clés des deux langages diffèrent ainsi que leur ordonnancement. Pour exemple on prend la définition de la fonction minimum dans les deux langages.

EN C

```
int minimum( int i , int j )
{
    if ( i < j )
       return i;
    else
       return j;
}
```

EN PASCAL

```
Function minimum( i : integer ; j integer ) : integer ;
Begin
    if i < j Then
       minimum := i
    ELSE
       minimum := j;
END;
```

Vous voyez donc que la structure est globalement la même, mais que les différents mot-clés et leur place varient. KPtC procède donc préalablement à la lecture du fichier PASCAL et essaye de le convertir en une structure équivalente du langage C. Pour un tel processus, KPtC se comporte comme un véritable compilateur PASCAL et permet de détecter des syntaxes qui ne seraient pas en conformité avec la syntaxe PASCAL.
On repère ainsi rapidement des points virgule oubliés ou des mots-clés défectueux sans qu'il soit besoin de procéder auparavant à une passe de compilation. Les essais effectués n'ont cependant pas permis de savoir si KPtC repérait toutes les erreurs. Il ne faut donc pas présager que lors d'une traduction on dispose d'un code PASCAL correct. Cette observation vaut aussi pour la majorité des compilateurs. Il faut essayer l'exécutable du code source PASCAL pour pouvoir en être sûr.
KPtC lit donc le source PASCAL et fait les traductions associées, mais cette étape serait incomplète sans quelques modifications propres aux différences entre les deux langages. Par exemple, en langage C, les index des tableaux commencent à zéro, tandis que pour le langage PASCAL l'index peut être quelconque. KPtC se charge donc de reconvertir toutes les références aux tableaux. Le traitement des chaînes de caractères est également très différent entre les deux langages. En PASCAL, elles sont formées d'un octet de longueur suivi des caractères tandis que le langage C les interprète comme une suite de caractères terminés par un zéro. Toute modification du premier élément d'une chaîne PASCAL constitue en une modification de longueur de la chaîne.
Là encore KPtC se charge d'identifier de tels appels et d'introduire les modifications nécessaires en C. Un autre important travail que doit résoudre KPtC se situe dans le nombre relativement important de fonctions standard du langage PASCAL comparativement au langage C.
Expliquons-nous :
En langage PASCAL, de nombreuses fonctions sont présentes d'origine dans la définition du langage telles celles pour gérer les chaînes de caractère ou encore les fonctions mathématiques. En langage C on retrouve aussi des bibliothèques de fonctions fournies avec le compilateur mais, à la différence du PASCAL, celles-ci peuvent varier d'un système à l'autre, et à part une base généralement admise par l'ensemble des compilateurs, il est très difficile de s'assurer de leur présence. En conséquence, KPtC doit pouvoir traduire les fonctions de base du langage PASCAL en des appels de fonctions équivalentes du langage C. C'est ainsi le cas des fonctions mathématiques telles que sin, cos et autres...
Le code source de cette librairie C est fourni avec le produit, ce qui vous permettra d'en connaître toutes les subtilités et de les modifier en cas de besoin pour les adapter à votre configuration. Malheureusement, si lors du processus de création en PASCAL, vous avez utilisé un fonction spécifique de la librairie PASCAL de votre système, tel que par exemple des fonctions de tri, KPtC traduira l'appel à un appel en langage C, mais ce sera à vous de définir la fonction. Un conseil précieux sera donc de n'utiliser les fonctions des librairies que si on en possède le source .

Les différentes options

S'agissant d'un programme chargé d'opérer sur des sources provenant de plusieurs plates-formes possibles (TURBO PASCAL, MICROSOFT PASCAL ...), il faut parfois tâtonner entre différents réglages pour obtenir le résultat optimum. Un programme de configuration nommé KCNFPTC permet de choisir différents types d'options. On a ainsi le choix entre le type de compilateur destination (MICROSOFT, BORLAND, ou ANSI), la gestion des erreurs intégrée ou non dans le source C, ou encore l'utilisation des bibliothèques C pour les entrées-sorties ou alors la librairie fournie avec KPtC pour une compatibilité stricte.
On peut également choisir le type d'indentation pour le source C de sortie pour s'adapter à son propre style d'indentation. On peut donc ainsi avoir des styles différents comme ceux :

```
if (expression)    if (expression ) {    if
(expression)
{                  instructions...        {
      instructions .... }
intructions....
}                         }
```

KPtC dispose aussi d'un pré-processeur intégré, et qui permet selon l'option choisie soit d'inclure directement les options du pré-processeur soit la retranscription directe en langage C par des directives de type #ifdef.
Des messages d'avertissement peuvent aussi être validés pour vous indiquer et corriger certains points pouvant provoquer des erreurs de retranscription. Parmi celles-ci, on peut citer l'utilisation en langage PASCAL de mots clés du langage C, pouvant donc introduire des fausses séquences en C, ou encore l'utilisation de procédures imbriquées permises en PASCAL mais

interdites en C. L'évaluation des paramètres d'une procédure est elle-même sujette à des problèmes, car en PASCAL et en C, l'ordre d'évaluation n'est pas le même.
Ces différentes options permettent d'affiner au fur et à mesure le travail effectuer par KPtC pour l'adapter à votre source PASCAL et surtout à votre compilateur C.

Et même en langage objet

Les différentes manipulations citées plus haut se font à partir du langage PASCAL vers le langage C. Mais qui a un peu évolué dans le milieu informatique, sait que parler d'un langage est assez fantaisiste. En effet chaque langage possède une quantité de dérivés quelquefois incompatibles entre eux. On a ainsi le PASCAL ISO correspondant à la norme, le PASCAL UCSD, et aussi le TURBO PASCAL constituant le langage de référence du fait de son énorme diffusion.
Pour tous ces cas, KPtC se révèle apte à opérer convenablement, et même à profiter de certains avantages de chacun. En effet, le TURBO PASCAL de la version 3 à la version 7 est acceptée, et une des grandes nouveautés des dernières versions est d'incorporer la programmation OBJET. Là aussi, et suivant la mode actuelle de programmation OBJET, KPtC peut traduire du code PASCAL ORIENTE OBJET vers le langage C++.
Il faudra donc disposer d'un compilateur C++ pour pouvoir utiliser le résultat d'une traduction à partir d'un PASCAL OBJET.

CONCLUSION

KPtC de K.N.A Software est assurément un outil intéressant. Il permettra à tous ceux que le langage C rebute avec sa syntaxe «codée» de récupérer une grande quantité de sources PASCAL. Il ne faudra tout de même pas demander l'impossible à cet outil, en pensant que tout le travail se résume à son utilisation.
Les différences entre les deux langages mais aussi et surtout les variations qui existent entre les différentes implémentations PASCAL et C, ne peuvent pas garantir toujours la traduction zéro retouche.
Essayer d'utiliser le moins possible de fonctions dont on ne possède pas le source et les chances de succès grandiront dans de fortes proportions.
Une fois les petites astuces assimilées, elles vous permettront de passer du PASCAL au C à l'aide de KPtC avec une facilité déconcertante.
Le prix de l'ensemble KPtC est de 2890 F HT incluant les disquettes en versions 3"1/2 et 5"1/4 et le manuel de 450 pages.

P. de CARVALHO.

K.N.A. Softwares
4, rue des Hautes Futaies
31670 Labege
Tél. : 62.24.43.28

L'UNIVERS ELECTRONIQUE

Oscilloscopes Professionnels

BI-Wavetek présente une gamme complète d'oscilloscopes robustes, fiables et économiques de 20MHz à 60MHz;





Tous les oscilloscopes BI-Wavetek sont livrés avec 2 sondes x1/x10

9012E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement alterné

3 689 F TTC

9020E

- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,01µs/div
- Balayage retardé

3 990 F TTC

9016E

- 2 x 60 MHz
- Double base de temps
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement TV

7 389 F TTC

9302E

- Mémoire numérique
- 2 x 20 MHz
- Base de temps 0,5µs/div; x 100 en mode numérique
- Mode 'Roll'
- Sortie analogique

7 425 F TTC

Générateurs de Signaux

BI-Wavetek c'est aussi une gamme de générateurs de fonctions à faible distortion, polyvalents, stables et souples d'emploi, dans une gamme de 0.2Hz à 2MHz.



FG2AE — 1 775 F TTC

- 7 calibres de 0,2 Hz à 2 MHz
- Sortie: carrée, sinus, triangle, pulse
- Rapport cyclique variable
- Entrée VCF, Atténuation fixe, variable

FG3BE — 2 850 F TTC

Toutes les fonctons du FG2AE, plus:

- Compteur de fréquences internes et externes jusqu'à 100MHz
- Modulation de fréquence et d'amplitude
- Balayage linéaire ou logarithmique

Les Instruments de Votre Exigence

BI-WAVETEK



CONDITIONS GENERALES DE VENTE
REGLEMENT A LA COMMANDE : Forfait port et emballage **28F00 TTC**
FRANCO à partir de **700F00**
CONTRE-REMBOURSEMENT : Frais en sus selon la taxe en vigueur.
Pour faciliter le traitement de votre commande, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.

CB

VENTE PAR CORRESPONDANCE - B.P. 513 - 59022 LILLE CEDEX - TEL : 20.52.98.52 - FAX : 20.52.12.04